

ANALYSE UND MINIMIERUNG DER VERLUSTE IM MODULAREN MULTILEVELUMRICHTER

Dissertation zu Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Ilmenau

von M. Sc. Andrey Dudin

1. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel
3. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller

Tag der Einreichung: 11.12.2017

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 06.07.2018

ZUSAMMENFASSUNG

Diese Arbeit befasst sich mit der Wirkung der internen Kreisströme auf die Effizienz des modularen Multilevelumrichters (MMC). Aus internationalen Veröffentlichungen sind simulative und experimentelle Ergebnisse bekannt, die sich für verschiedene Dimensionierungen unterscheiden. Das Ziel der Arbeit ist das Formulieren eines verallgemeinerten Verfahrens, welches die Bestimmung des verlustoptimalen Kreisstromes für einen pulsweitenmodulierten MMC in jedem Arbeitspunkt und mit beliebigem Design erlaubt. Weiterhin wird die Frage behandelt, von welchen Stromrichtereigenschaften das Optimierungspotential abhängt.

Der Ansatz für die Effizienzoptimierung ist, eine Gesamtverlustfunktion des Stromrichters zu definieren und die stromrichterinternen Ströme so einzuspeisen, dass diese Funktion minimiert wird. Die Verlustfunktion wird zu einer verallgemeinerten Form gebracht, sodass die Eigenschaften der IGBT- und MOSFET-Schalter berücksichtigt werden können. Das beschriebene Verlustmodell auf Basis des Mittelwertansatzes ist für pulsweitenmodulierte Schaltungen einsetzbar.

Nach der Bildung eines Verlustmodells und einer Analyse der Gesamtverlustfunktion werden verschiedene Minimierungsverfahren erprobt und ein Optimierungsalgorithmus zum Einsatz ausgesucht. Der direkte, simplexbasierte Nelder-Mead-Algorithmus hat in allen Betriebspunkten eine gute Genauigkeit, Konvergenzgeschwindigkeit und Stabilität gezeigt. Aus diesem Ergebnis zusammen mit den diskutierten Funktionseigenschaften folgt, dass direkte Suchalgorithmen für die Lösung der gestellten Aufgabe im Allgemeinen besser geeignet sind, als gradientenbasierte Verfahren. Die analytische Optimierung für einen verallgemeinerten Fall hat sich als zu zeitintensiv und zustandsspezifisch bewiesen und wurde nicht weiterverfolgt.

Bei den simulationstechnischen Untersuchungen wurden die Implementierbarkeit des Optimierungsansatzes und die erwarteten Verlustersparnisse bestätigt. Die Effizienzoptimierung wurde an Stromrichtern mit verschiedenen Modulationsverfahren und Verlusteigenschaften erprobt. Für die meisten untersuchten Fälle gilt: je höher die Verluste vor der Optimierung, desto höher die Verlustersparnis danach. Konverter mit SiC-MOSFETs passen allerdings in diese Faustregel nicht aufgrund der nahezu identischen Verlusteigenschaften bei positivem und negativem Schalterstrom.

ABSTRACT

This work analyses the effect of the internal circulating current on the efficiency of the modular multilevel converter. The known results from the international literature have shown the potential of the loss optimization by circulating current injection on single case studies. The objective of this work is to describe a generalized optimization approach that can be applied to a pulse-width-modulated converter of each design. Furthermore, the interconnections between the converter parameters and the loss optimization potential are studied.

The loss optimization approach includes derivation and minimization of the converter total loss function of the circulating current. The total loss function is derived in a generalized form in order to allow for using IGBT and MOSFET switches. The loss model described in this work is applicable to pulse-width modulated converters.

After the loss model is derived, a thorough analysis of the total loss function is performed. Then, different numerical algorithms are tested for the loss minimization. The best results were reached with the Nelder-Mead algorithm which is a direct search, simplex-based method. It has shown both good convergence rate and stability. This result along with the loss function properties allow to state that direct search methods are advantageous for a generalized converter loss function. Since analytical optimization is case- and state-specific and demands much analytical effort, it was not considered as a method feasible for practical implementation.

The implementation of the numerical minimization methods was studied on simulation models. The expected loss reduction has been shown for medium voltage converters with IGBT and MOSFET switches with two different modulation methods. In the most cases the loss reduction was proportional to the per unit loss values. However, not for the converters with SiC-MOSFETs due to the almost identical loss characteristics of the switches at positive and negative switch currents.

VORWORT

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Technischen Universität Ilmenau, in dem Fachgebiet „Leistungselektronik und Steuerungen in der Elektroenergietechnik“ der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik. Von jedem der Arbeitskollegen und Studierenden, die in dieser Zeit ebenfalls in dem Fachgebiet tätig waren, habe ich etwas gelernt und bin ihnen dafür sehr dankbar.

Ein herzlicher Dank gilt meinem Doktorvater, Herrn Prof. J. Petzoldt für seine vertrauensvolle Betreuung. Ebenfalls danke ich Herrn Dr. U. Rädcl für sein Engagement bei den Diskussionen der Zwischenergebnisse dieser Arbeit. Ein großer Dank gebührt meinen Kollegen, den Herren S. Möbes, A. Fischer, M. Suberski und D. Henneberg, mit denen jeder Tag im Fachgebiet ein Vergnügen war.

Bei allen Freunden, die ich in der kleinen (aber feinen) Universitätsstadt kennengelernt habe, möchte ich mich für ihre Unterstützung recht herzlich bedanken. Nicht zuletzt gilt mein besonderer Dank meinen Eltern, die mich an meinem Promotionsanliegen ständig unterstützt haben.

Ilmenau, November 2017

INHALTSVERZEICHNIS

1. Einleitung	9
1.1 Bildung von treppenförmigen Spannungen	9
1.2 Modulare spannungskaskadierte Multilevelumrichter (MMCC).....	10
1.2.1 Zellentopologien.....	10
1.2.2 MMCC-Topologien.....	11
1.3 Anwendung dreiphasiger Stromrichter für hohe Leistungen	13
1.4 Stand der Forschung zu den MMCC-Topologien	14
1.5 Konzept und Gliederung der Arbeit.....	15
1.5.1 Ziel der Arbeit	15
1.5.2 Veröffentlichungen und Patentanmeldungen im Rahmen dieser Arbeit.....	16
2. Grundlagen zur DSCC-Topologie	19
2.1 Nomenklatur und Modellbildung.....	19
2.1.1 DSCC-Topologie und Größenbezeichnungen.....	19
2.1.2 Mittelwertmodell einer Halbbrückenkaskade	20
2.2 Knoten- und Maschenanalyse der DSCC-Schaltung	21
2.2.1 Zweigspannungen.....	21
2.2.2 Zweigströme	22
2.3 Zweigleistungen und Energien.....	24
2.3.1 Zusammensetzung einer Zweigleistung	24
2.3.2 Horizontale Leistungsflüsse	25
2.3.3 Vertikale Leistungsflüsse	26
2.4 Kaskadierte DSCC-Regelstruktur	30
3. Verallgemeinertes Verlustmodell.....	33
3.1 Durchlassverluste	33
3.1.1 Approximation der Durchlassspannungen als Polynom 1. Ordnung	34
3.1.2 Approximation der Durchlassspannungen als rational-gebrochene Funktion ..	35
3.2 Schaltverluste	37
3.3 Ohmsche Verluste	39
3.4 Gesamtverluste des DSCC als Funktion von dem Σ -Strom	39
3.4.1 Polynomiale Gesamtverlustfunktion	39
3.4.2 Rational-polynomiale Gesamtverlustfunktion	40
4. Minimierung der Gesamtverlustfunktion.....	43
4.1 Eigenschaften der Gesamtverlustfunktion eines IGBT-DSCC	43

4.2	Heuristische Optimierung.....	49
4.3	Gradientenverfahren.....	51
4.4	Newton-Verfahren.....	53
4.5	Nelder-Mead-Algorithmus (Downhill-Simplex-Verfahren)	54
4.6	Parametrierung und Vergleich der Optimierungsalgorithmen	56
5.	Simulationstechnische Erprobung	59
5.1	Integration des Optimierungsalgorithmus in die Kaskadenregelung	59
5.2	Modulation und Zellenenergiesymmetrierung	60
5.2.1	Phase-Shifted-Pulsweitenmodulation (PSPWM)	61
5.2.2	Sortierungsbasierte Modulation.....	68
5.2.3	Simulationsergebnisse	68
5.3	Auswirkung auf IGBT-Schaltungen.....	69
5.3.1	6 kVAC IGBT-DSCC mit PSPWM	70
5.3.2	6 kVAC IGBT-DSCC mit Sortierungsbasierter Modulation	75
5.3.3	6 kVAC MOSFET-DSCC mit Phase-Shift-Modulation	77
5.4	Schlussfolgerungen.....	82
	Zusammenfassung und Ausblick	83
	Anhang	85
A.1.	Transformationsvorschriften	85
A.2.	Vertikale Leistungsflüsse mit rotierenden Systemen der Δ -Spannung	86
A.3.	Vertikale Leistungsflüsse mit dem Nullanteil der Δ -Spannung	87
A.4.	DSCC-Designparameter	89
A.5.	Parameter und Herleitungen für die Verlustminimierung.....	92
A.5.1.	Gesamtverlustfunktion des DSCC.....	92
A.5.2.	Gradient, optimale Schrittweite und Hesse-Matrix von <i>ptot.poly1</i>	95
A.5.3.	Gradiente und Hesse-Matrix von <i>ptot.rat21</i>	97
A.5.4.	Verlustfunktion einer DSCC-Phase in verschiedenen Zuständen	102
A.6.	Optimierung der Gesamtverluste in einem analytischen Modell	103
A.6.1.	DSCC 1.....	103
A.6.2.	DSCC 2.....	104
A.6.3.	DSCC 3.....	106
A.7.	Verhalten der Optimierungsalgorithmen.....	108
A.7.1.	Einfluss der Parametrierung auf die Stabilität und Genauigkeit	108
A.7.2.	Verhalten der Algorithmen in verschiedenen Arbeitspunkten	109
A.8.	Wahl einer Modaltransformation für die Zellengrößen.....	111
A.9.	Verhalten der Modulationsverfahren.....	114

A.9.1. PSPWM mit individuellen Zellenreglern	114
A.9.2. PSPWM mit Symmetrierung in Modalkoordinaten	116
A.9.3. Sortierungsbasierte Modulation	118
A.10. Simulation des DSCC mit unterschiedlichen Kreisstromreferenzen	120
A.10.1. 6 kV-IGBT-DSCC mit PSPWM, Trägerfrequenz 1 kHz	120
A.10.2. 6 kV-IGBT-DSCC mit Sortierung, Trägerfrequenz 2 kHz	121
A.10.3. 6 kV-IGBT-DSCC mit Sortierung, Trägerfrequenz 1 kHz	125
A.10.4. 6 kV-MOSFET-DSCC mit PSPWM	127
Literaturverzeichnis.....	131

ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS

2L	2-level (converter)
3L-NPC	3-level neutral point clamped (converter)
AC	alternating current
AMMC	augmented modular multilevel converter
CTB	controlled transition bridge
DC	direct current
DDBC	double delta bridge cell
DSCC	double star chopper cell
FACTS	flexible alternating current transmission systems
HVDC	high-voltage direct current
IGBT	insulated-gate bipolar transistor
IGCT	integrated gate-commutated thyristor
LCC	line-commutated converter
MMC	modular multilevel converter
MMCC	modular multilevel cascade converter
MOSFET	metal-oxide semiconductor field-effect transistor
MVD	medium voltage drive
NPC	neutral-point clamped converter
PSPWM	phase-shift pulse-width modulation
PWM	Pulsweitenmodulation
RMSE	root-mean square error
SDBC	single delta bridge cell
SiC	silicon carbide
SSBC	single star bridge cell
STATCOM	static compensator
TSBC	triple star bridge cell
UHVDC	ultra-high voltage direct current
WT	Windturbine

1. EINLEITUNG

1.1 BILDUNG VON TREPPENFÖRMIGEN SPANNUNGEN

Der Zeithorizont der internationalen Literatur zu den leistungselektronischen Schaltungsanordnungen für das Bilden von treppenförmigen Spannungen liegt in den 1960er Jahren. Zwischen 1963 und 1992 wurden einige Grundprinzipien der Multilevelumrichter veröffentlicht, die in ihrer ursprünglichen Form oder als Teil von komplexeren Schaltungen bis heute eingesetzt werden [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7]. Abb. 1 zeigt einige dieser Schaltungen in chronologischer Reihenfolge. Der Grundgedanke aller Multilevelumrichter ist die Erzeugung von treppenförmigen Spannungen, die einen geringeren Oberschwingungsgehalt haben als zweistufige Schaltungen.

Einer der ersten Ansätze war es, den Lastanschluss mithilfe von Schaltern an die Verbindungspunkte zwischen reihengeschalteten Spannungsquellen abwechselnd zu kommutieren [1], wie Abb. 1(a) zeigt. In dieser Schaltung müssen die Sperrspannungen der meisten Schalter auf Summenspannungen von mehreren Spannungsquellen ausgelegt werden. Aus diesem Grund wird diese Schaltung nur mit geringen Stufenzahlen gebaut [8].

Der größte Teil von Multileveltopologien wurde unter anderen mit dem Ziel entwickelt, Klemmenspannungen zu erzeugen, die höher als die Sperrspannung eines einzelnen Schalters sind. Die höhere Klemmenspannung wird erzeugt, indem mehrere Spannungsquellen mittels eines Schalternetzwerkes seriell geschaltet werden. In den modularen Topologien (b), (c), (e) in Abb. 1 werden die Spannungen über den einzelnen Schaltern durch die Spannungsquellen in den Zellen begrenzt [2], [3], [6]. Abb. 1 (c)-(d) zeigt die sogenannten neutral-point-clamping (NPC) [4], [5] und capacitor-clamping [7] Techniken, die ebenfalls für die Begrenzung der Schalterspannungen sorgen. Aufgrund der steigenden Topologie- und Regelungskomplexität werden diese Topologien in der Praxis mit relativ niedrigen Stufenzahlen gebaut [9].

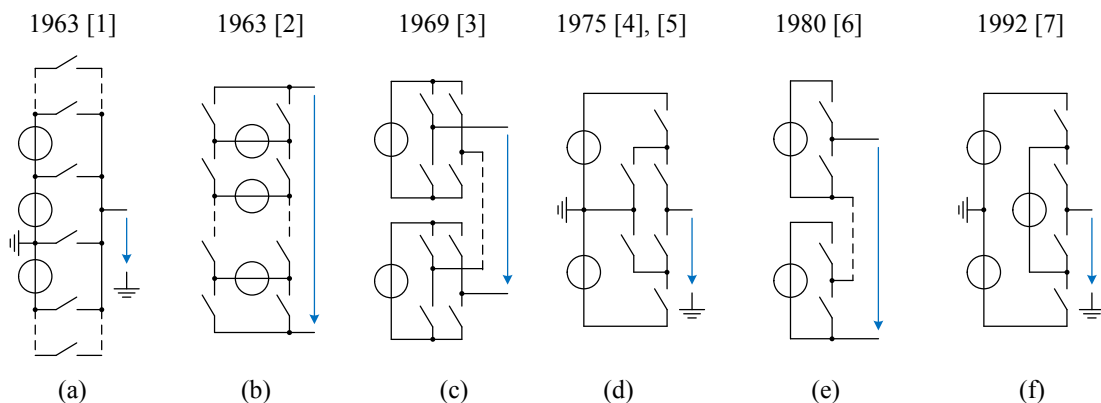


Abb. 1: Grundprinzipien zur Erzeugung stufenförmiger Spannungen

Die Schaltungen (c) und (e) in Abb. 1 unterscheiden sich von den restlichen Topologien dadurch, dass sie aus mehreren identischen Zellen gebaut sind. Dank der Modularität können Stromrichter mit vielen Vorteilen gegenüber anderen Topologien gebaut werden. Aus systemtechnischer Sicht ist eine solche Reihenschaltung von Zellen eine steuerbare Spannungsquelle. Durch verschiedene Zusammenschaltungen solcher Quellen sind einige MMC-Topologien entstanden, die die Leistungselektronik im Hochleistungs- und Hochspannungsbereich revolutioniert haben [10], [11]. Diese Umrichterfamilie trägt in der internationalen Literatur den Namen Modular Multilevel Converter (MMC) bzw. Modular Multilevel Cascade Converter, (MMCC) und wird im folgenden Abschnitt näher beschrieben.

1.2 MODULARE SPANNUNGSKASKADIERTE MULTILEVELUMRICHTER (MMCC)

Die modularen Multilevelschaltungen lassen der erfinderischen Phantasie viel Raum, denn sowohl für den Zellentyp als auch für die Art der Zusammenschaltung von den Zellenkaskaden existieren viele Optionen, zwischen denen je nach Anwendung, Spezifikation und manchmal auch Patentsituation gewählt wird. Zurzeit sind aus der internationalen Literatur zahlreiche Schaltungen bekannt, deren Potential noch zu erforschen ist. In diesem Abschnitt werden zur Erläuterung von Grundprinzipien nur einige von diesen Topologien vorgestellt. Das sind Schaltungen, die in der Literatur sehr oft erwähnt werden.

1.2.1 ZELLENTOLOGIEN

Abstrakt gesehen ist die Umrichterzelle ein Zweipol mit steuerbarer Klemmenspannung und einem Energiespeicher. Die Halb- und Vollbrückenschaltung sind die einfachsten Topologien für die uni- und bipolare Zellenausführung. Allerdings passen auch viele andere Topologien unter die Beschreibung des oben genannten Zweipols. Die Motivation für die Forschung an den Zellentopologien ist die Erweiterung des Spannungsstellbereiches mit möglichst geringem Zusatzaufwand.

Die Halbbrückenzeile (Abb. 2(a)) ist unipolar und hat die niedrigsten Halbleiterverluste aufgrund der geringsten Schalteranzahl. Die Vollbrückenzeile (Abb. 2(b)) hat dank dem weiteren, bipolaren Spannungsstellbereich ein breiteres Einsatzspektrum und bessere Voraussetzungen für die Behandlung von Fehlerfällen [12], allerdings sind die Halbleiterverluste wesentlich höher [13]. Um eine akzeptable Behandlung der Fehlerfälle ohne großen Verlustanstieg zu erreichen, werden gemischte Kaskaden (Abb. 2(c)) und neue Zellentypen eingeführt [13]. Die Vollbrückenzeilen können zum Beispiel durch NPC-Schaltungen (Abb. 2 (d)) ersetzt werden. Eine Kaskade aus NPC-Zellen hat eine geringere Schalteranzahl und geringerer Ansteueraufwand als die Vollbrückenzeilenkaskade mit gleichem Spannungsstellbereich. Die „U-Zellen“-Topologie (Abb. 2 (e)) stellt ebenfalls eine bipolare Spannung mit einer noch stärkeren Reduzierung der Schalteranzahl [14], allerdings auf Kosten eines niedrigeren Modularitätsgrades.

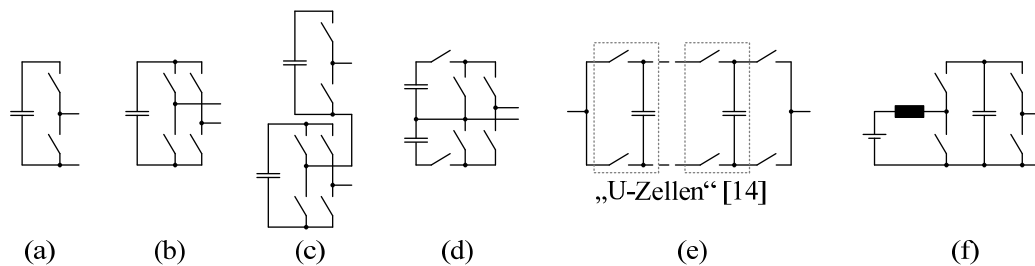


Abb. 2: Verschiedene Zellentypen und Kombinationen. (a): Halbbrücke. (b): Vollbrücke. (c): gemischte Kaskade. (d): NPC-Zelle. (e): Kaskade mit „U-Zellen“. (f): Halbbrückenzeile mit angebundenem Batteriespeicher

Möglich ist auch die Integration von Batterien aus galvanischen Zellen oder Doppelschichtkondensatoren in die Umrichterzellen. Volumetrisch günstig ist eine direkte Anbindung an den Zwischenkreis, da in diesem Fall Kondensatoren eingespart werden könnten. Allerdings führt die Belastung der Batterie mit Wechselstromanteilen bei Frequenzen unter 1 kHz zu höheren Verlusten in Batterien und zu einer Verkürzung der Batterielebensdauer [15], [16]. Aus diesem Grund erfolgt die Batterieankopplung über einen DC/DC-Wandler, ein Beispiel ist in Abb. 2 (f) dargestellt.

1.2.2 MMCC-TOPOLOGIEN

Konstruktiv ist ein MMCC zwar aus Zellen gebaut. Es ist aber günstiger, für die Analyse und Synthese von MMCC-Topologien eine Reihenschaltung von Zellen als ideale steuerbare Spannungsquelle zu betrachten. Auf dieser Abstraktionsebene ist lediglich die Leistungsbilanzhaltung von Bedeutung. Das Modulationsverfahren und die Symmetrierung der Zellenenergien werden vernachlässigt. Zur Anbindung an das Drehstromnetz bieten sich zunächst die Stern- und die Dreieckschaltung an. Beide wurden mit Vollbrückenzellen als Topologien für STATCOM-Anwendungen im Jahr 1995 präsentiert [17].

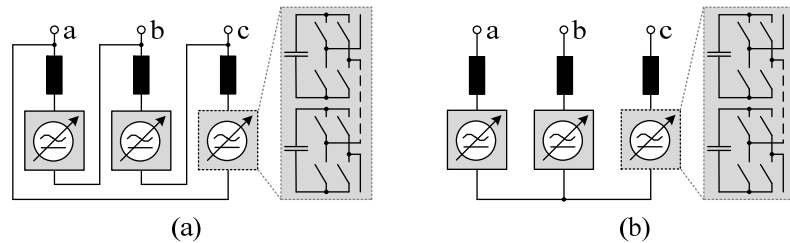


Abb. 3: MMCC-Topologien von Peng für STATCOM-Applikationen [17].
(a) Dreieckschaltung. (b) Sternschaltung.

Die Einspeisung der Wirkleistung in ein dreiphasiges Netz ist mit Stern- und Dreieckschaltungen nur dann möglich, wenn in den Zellen galvanisch isolierte Spannungsquellen vorgesehen sind. Eine derartige Schaltung wurde parallel zu den STATCOM-Schaltungen erfunden und von Hammond im gleichen Jahr veröffentlicht [18]. In Abb. 4 ist diese Topologie vereinfacht dargestellt. Die Energieversorgung der Zellenzwischenkreise erfolgt mittels eines Transformators mit mehreren Sekundärwicklungen, die an die Umrichterzellen über Diodengleichrichter angebunden sind.

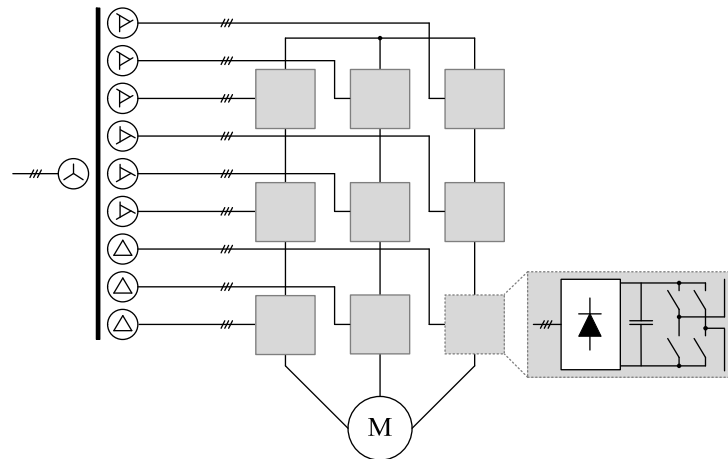


Abb. 4: Hammond-Schaltung [18]

Für eine transformatorlose Kopplung zwischen zwei elektrischen Netzen verschiedener Frequenzen wird aus Leistungsbilanzgründen zwischen jedem zu dem einen Netz gehörenden Leiter und wenigstens zwei Leitern des anderen Netzes eine Zellenkaskade vorgesehen. So entstehen Strompfade, die den Energieaustausch zwischen jeder Kaskade und den beiden Netzen ermöglichen (Abb. 5). Dabei entstehen matrix- und polygonähnliche Strukturen.

In einer Matrixstruktur ist jeder Leiter des ersten Netzes mit allen Leitern des zweiten Netzes über Zellenkaskaden verbunden. Ein erstes Beispiel dafür ist die Topologie von Marquardt für die 2DC/3AC-Kopplung in Abb. 5(a) [19]. Eine Kopplung von zwei dreiphasigen Netzen mittels einer Matrixstruktur ist in der Schaltung von Erickson in Abb. 5(b) zu sehen [20].

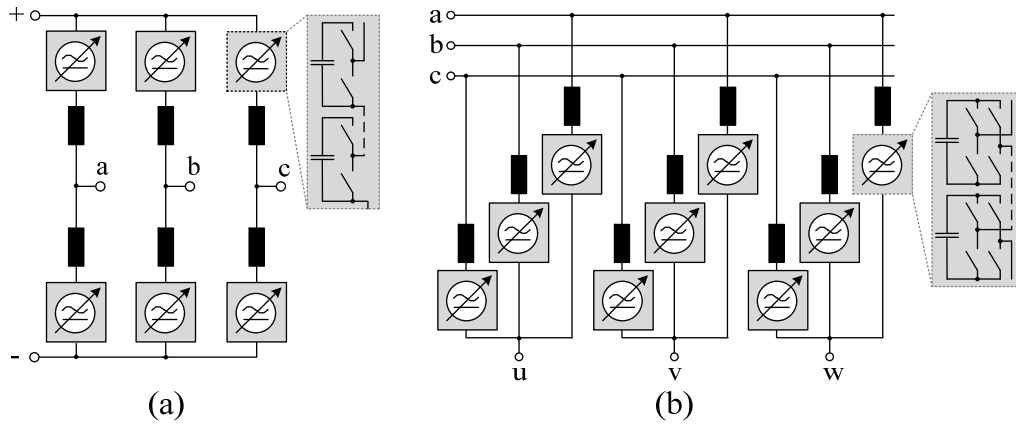


Abb. 5: Transformatorlose Netzkopplung nach dem Matrixprinzip.
(a) Marquard-Schaltung. (b) Modular Multilevel Matrix Converter

Bei der Kopplung von Netzen mit gleichen Phasenanzahlen können polygonförmige Schaltungen eingesetzt werden. In einer Polygonstruktur werden zwischen zwei Leitern des ersten Netzes zwei Zellenkaskaden platziert und an deren Verbindung miteinander (Mittelpunkt) ein Leiter des zweiten Netzes angeschlossen, wie z.B. in dem dreiphasigen Direktumrichter in Abb. 6(a) [21]. Die Schaltung trägt auch den Namen „modularer Direktumrichter“ oder „Hexverter“. Abb. 6(b) zeigt einen weiteren modularen Direktumrichter zur Kopplung von zwei zweiphasigen Wechselspannungsnetzen [22]. Bemerkenswert ist, dass diese Schaltung aufgrund der geringen Phasenanzahl sowohl dem Matrix-, als auch dem Polygonprinzip entspricht.

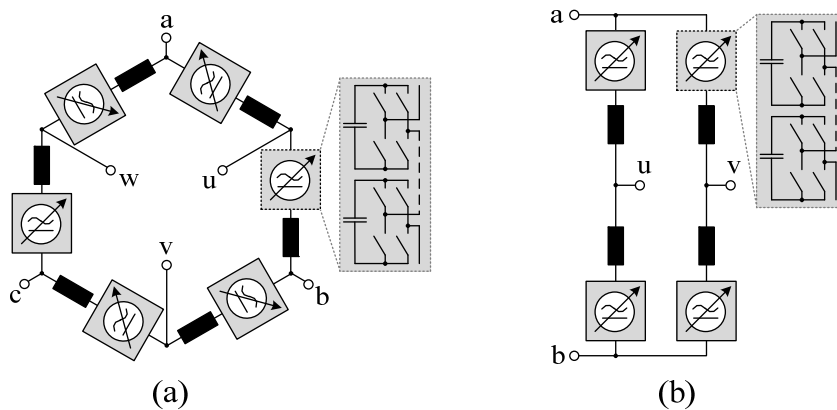


Abb. 6: Transformatorlose Netzkopplung nach dem Polygonprinzip.
(a) „Hexverter“-Schaltung. (b) Einphasiger Direktumrichter.

Für die dreiphasigen MMCCs wurde in [10] eine systematische Klassifikation vorgeschlagen, die auch in dieser Arbeit verwendet wird. Laut dieser Nomenklatur werden dreiphasige MMCC-Topologien nach der Anzahl der Sternpunkte bzw. der Dreieckförmigen Netzanschlüsse und nach dem Zellentyp bezeichnet. Laut dieser Nomenklatur werden Topologien in Abb. 3 (a) und (b) entsprechend Single-Delta Bridge Cell (SDBC) und Single-Star Bridge Cell (SSBC) bezeichnet. Die Schaltung in Abb. 5(a) wird Double-Star Chopper Cell (DSCC) genannt. Die Schaltung in

der Abb. 5(b) wird als Triple-Star Bridge Cell (TSBC) bezeichnet und der dreiphasige Direktumrichter in Abb. 6(a) als Double-Delta Bridge Cell (DDBC).

1.3 ANWENDUNG DREIPHASIGER STROMRICHTER FÜR HOHE LEISTUNGEN

Die Forschung und Entwicklung von Multilevelschaltungen wird zu einem großen Teil von den steigenden Leistungsanforderungen an die Stromrichter angetrieben, begleitet von den begrenzten Sperrspannungen der Halbleiterchips. Die größten Anwendungsgebiete von Hochleistungsstromrichtern sind in Abb. 7(a) skizziert. Abb. 7(b) zeigt die Leistungs- und Spannungsbereiche, in denen verschiedene Stromrichtertopologien Anwendung finden.

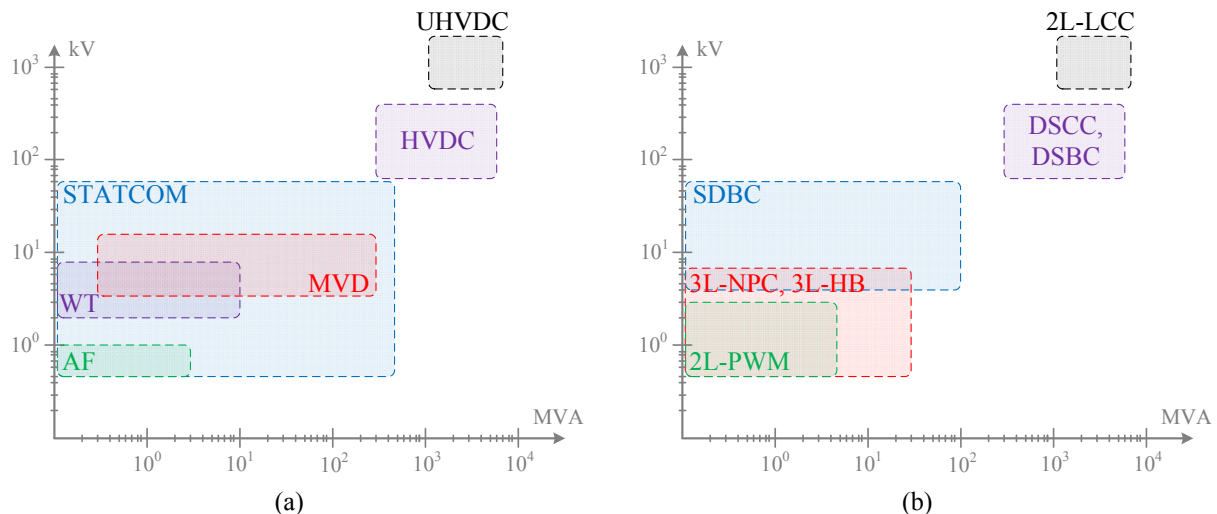


Abb. 7: Anwendung von Hochleistungsumrichtern nach Leistung und Spannung laut Literatur und Referenzprojekten der Hersteller ab dem Jahr 2000. (a): Anwendungsgebiete. (b): Marktreife Topologien (auch parallel/seriell und über Transformatoren geschaltet).

Der Niederspannungsbereich bezieht sich auf Umrichter, die an Netze mit Spannung unter 1 kV angeschlossen werden, darunter vorwiegend aktive Filter (AF) und STATCOM (static var compensator) sowie Frequenzumrichter für Industrieantriebe mit Leistungen bis hin zu einigen MVA. In dieser Leistungs- und Spannungsklasse werden vorwiegend die 2L- (2-level) und 3L-NPC-Topologie (3 level neutral point clamped) eingesetzt [23–29]. Topologien mit höheren Anzahlen von Spannungsstufen haben komplexere Steuerstrukturen und höheren Entwicklungsaufwand, was sie in dieser Kategorie aus Sicht des Bauelemente- sowie des Entwicklungsaufwandes unattraktiv macht. Eine weitere Anwendungsgruppe sind STATCOM-Umrichter für Mittel- und Hochspannungsnetze, auch mit integrierten Energiespeichern [30–38]. Diese sind ein Bestandteil der FACTS-Systeme (flexible alternating current transmission systems). Bei höheren Leistungen wird oft die 3L-NPC-Topologie eingesetzt [37, 39, 40]; in den letzten Jahren erreicht die SDBC-Topologie ihre Marktreife [30, 32, 35]. Ab einigen MVA überwiegen die Effizienz und geringere Schaltfrequenz der MMCC-Technologie die Nachteile dieser Topologien.

Eine große Gruppe der Mittelspannungsantriebe (MVD, medium voltage drives) fasst Umrichter mit der Leistung 0,2–120 MVA und Spannung 1,25–13,8 kV um [41–45]. Die NPC-Technologie wird für etwa 3–40 MVA eingesetzt [45], für die MMCC-Technologie (Hammond-Schaltung) ist ein Leistungsbereich von 5–120 MVA bekannt. Die Umrichter für Windturbinen (WT) sind zwar den Antriebsumrichtern sehr ähnlich, da sie auch jeweils an einer elektrischen Maschine betrieben werden. An diese Umrichter werden aber spezielle Anforderungen gestellt, vor allem zu der Leistungsdichte und zu dem Verhalten am Netz („grid codes“) [46]. Die obere Leistungsgrenze einer Windturbine liegt zurzeit bei 10 MW [46, 47]. In dem Leistungsbereich 50 kW–10 MW

werden 2L- und 3L-NPC-Umrichter mit IGBT und IGCT-Schaltern und in verschiedenen parallel- und Reihenschaltungen verwendet [48–52]. Darüber hinaus sind 3L-HB (3 level H-bridge) Umrichter als eine gute Alternative bekannt [47].

Die Klasse mit der höchsten Leistung und Spannung stellen Umrichter für HVDC (high voltage direct current) dar. Die ursprünglich mit Thyristoren gebauten netzgeführten 2L-Stromrichter wurden in den 1990er Jahren von den PWM-Umrichtern und nach dem Jahr 2000 von der MMCC-Technologie verdrängt [53]. LCC (line-commutated converter) mit Thyristoren werden zurzeit für UHVDC (ultra high voltage direct current) mit 600-1100 kV und Leistungen 5-7,2 GW eingesetzt [54, 55], wobei modulare IGBT-Schaltungen bei Spannungen bis zu 380 kV und Leistungen zwischen 0,21-6,4 GVA Anwendung finden [56–59].

1.4 STAND DER FORSCHUNG ZU DEN MMCC-TOPOLOGIEN

Die Betriebsgrundlagen der relativ jungen MMCC-Familie wurden in der letzten Dekade weitgehend erforscht. Die Fragestellungen der Strom- und Energieregulierung sowie der Modulation sind mit verschiedenen Ansätzen gelöst worden. Wie im vorigen Abschnitt beschrieben, ist die MMCC-Familie marktreif geworden.

Neben den Versuchen zur Verbesserung der Zellen und Kaskaden werden neue Schaltungen untersucht, die ebenfalls kaskadierte Zellen enthalten. Neue Topologien entstehen zum Beispiel durch alternative Varianten der Zusammenschaltung zwischen den Zweigen, wie im Abschnitt 1.2.2 gezeigt. Bekannt sind auch MMCC-Schaltungen, in denen reihengeschaltete Halbleiter parallel oder seriell zu den Kaskaden geschaltet wurden [60, 61] Abb. 8(a), (b)). Ein weiteres Beispiel sind hybride Schaltungen, in denen z.B. die Zweipunkttechnologie und der MMCC-Ansatz zusammenkommen [61] (Abb. 8 (c)).

Wie im Abschnitt 1.2.1 erwähnt, ist für die als sehr aussichtsreich bekannte Double-Star Konfiguration die Frage offen, wie sich ein Kurzschluss auf der Gleichspannungsseite behandeln lässt. Einerseits wird an der Entwicklung von DC-Hybridschaltern geforscht, die den Kurzschluss möglichst schnell abschalten könnten [62]. Eine weitere Lösung ist das Einführen von gemischten Kaskaden, mit denen eine negative Spannung gestellt und damit der DC-Kurzschlussstrom zu null geregelt werden kann [12]. Mit der zweiten Option ist der Umrichter auch von einem stationsinternen Kurzschluss geschützt, allerdings steigt die Schalteranzahl und dementsprechend die Verluste.

Die Dezentralisierung der Energieerzeugung mit der gleichzeitigen Verbesserung von Batterietechnologien fördern den Bedarf an netzangeschlossenen Batteriespeichern [63–65]. In diesem Kontext sind MMC-Schaltungen für die relevante Leistungsklasse ebenfalls interessant. Arbeiten zur Dimensionierung und zu den Regelstrukturen für MMCCs mit integrierten Speichereinheiten sind aus einigen Arbeiten bekannt [66–71]. MMCC-Topologien für Batteriespeicheranwendungen wurden in [66, 72] diskutiert. In [64] wurde erwähnt, dass ein Batteriespeicher mit verschiedenen Chemietypen lukrativ sein kann. In den Arbeiten [73–75] wurde die Netzintegration von second-life Batterien mittels modularer Schaltungen untersucht.

Manche MMC-Topologien haben einen internen Stromkreis. Falls vorhanden, müssen Ströme in diesem Kreis beherrscht werden. Sobald geregelt, kann der Kreisstrom zur Optimierung des MMC verwendet werden. So sind Veröffentlichungen bekannt, in denen der Kreisstrom zur Reduzierung des Energierippels in den Zellenkondensatoren eingesetzt wurde [76–78]. Im niederfrequenten Betrieb des MMC ist die Einspeisung von hochfrequenten Kreisströmen zusammen mit der Einprägung einer Nullspannung in DSCC und DDBC Topologien unumgänglich [76, 79–81].

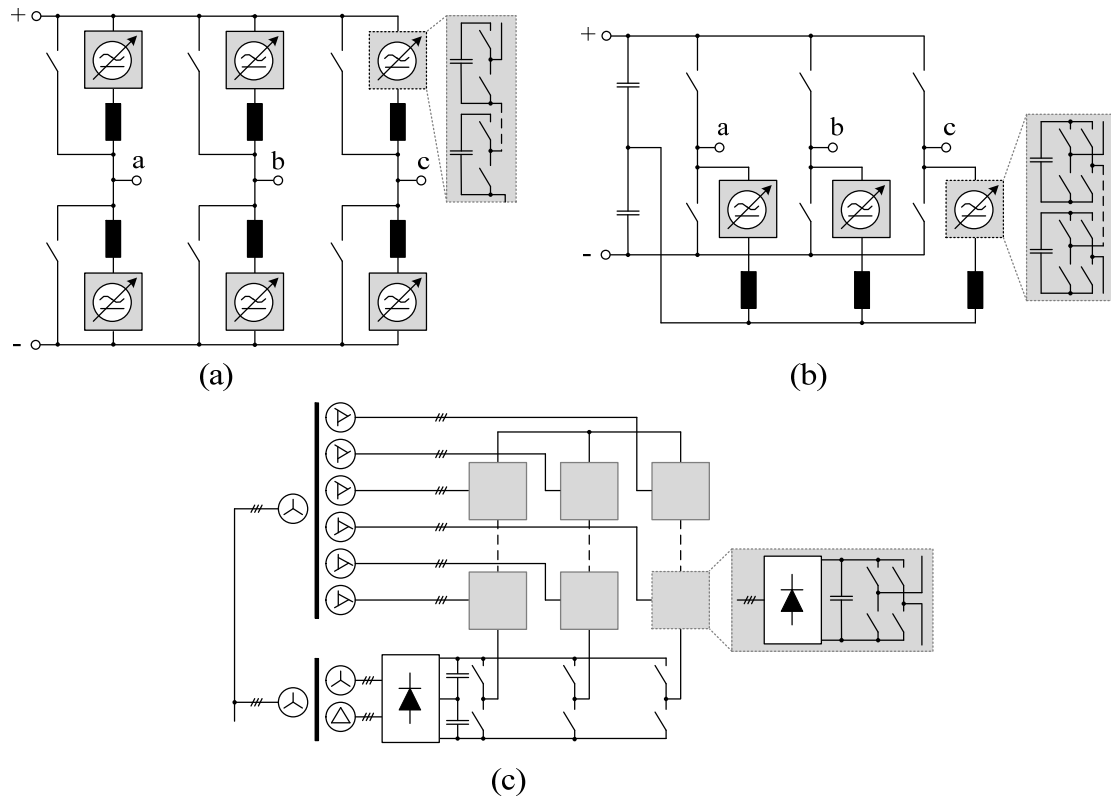


Abb. 8: Jüngere Alternativen zu der DSCC/DSBC-Topologie für den Einsatz in der Hochspannungsgleichstromübertragung. (a): Augmented Modular Multilevel Converter (AMMC) [60]. (b): Controlled Transition Bridge (CTB) [61]. (c): Ein hybrider MMCC [82].

1.5 KONZEPT UND GLIEDERUNG DER ARBEIT

1.5.1 ZIEL DER ARBEIT

Manche modularen Multilevelschaltungen (z.B. DSCC, SDBC) haben interne Stromkreise. In diesen können für bestimmte Zwecke zusätzliche Stromkomponenten eingespeist werden, zum Beispiel für die Übertragung der Energie zwischen den Zweigen [83], Energierippelreduktion [76] oder für die Verlustminimierung [84–86].

Die Injektion der Kreisströme für die Regelung der Zweigenenergien gehört zur Grundfunktion einer derartigen Schaltung. Bisher wurden viele Arbeiten veröffentlicht, in denen Kreisströme zur Reduzierung des Energiehubes in den Zellenkondensatoren verwendet wurden. Eine alternative Optimierungsoption ist es, die Effizienz eines MMC mit dem gezielt ausgerechneten Kreisstrom zu steigern. In einigen Arbeiten wurde behauptet, dass das Verlustminimum eines MMC beim Betrieb ohne Kreisstrom erreicht wird. Andererseits gab es in anderen Veröffentlichungen experimentell gewonnene Hinweise darauf, dass eine Kreisstrom einspeisung die Effizienz steigern kann [83]. Eine iterative Bestimmung der verlustoptimalen Kreisstromoverschwingungen wurde in [87] beschrieben.

Wie im Abschnitt 1.3 erwähnt wurde, fängt der Einsatzbereich modularer Multilevelumrichter bei mehreren Megawatts an. Je höher die Leistung, desto wichtiger ist die Stromrichtereffizienz. Dabei bilden die Verluste nicht nur einen Teil der Betriebskosten. Schon in der Entwicklungsphase spielen sie eine Rolle, wenn das Kühlungssystem dimensioniert wird. Eine höhere Effizienz wird begleitet von einem geringeren Aufwand für das Temperaturmanagement. Zur Steigerung der Effizienz wurde in [84] im DSCC die zweite Oberschwingung des (internen) Kreis-

stromes mit iterativ bestimmter Amplitude und Phase beschrieben. Die Minimierung einer Gesamtverlustfunktion in dem Zeitbereich hat in den Simulationen eine höhere Verlustersparnis ergeben [85, 86].

Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist das Formulieren eines verallgemeinerten Verfahrens, welches die Bestimmung des verlustoptimalen Kreisstromes für einen MMCC in jedem Arbeitspunkt und mit jedem Schaltertypen erlaubt. Der Ansatz für die Effizienzoptimierung ist es, eine Gesamtverlustfunktion p_{tot} des Stromrichters zu ermitteln und die stromrichterinternen Ströme $i_{\Sigma\alpha}, i_{\Sigma\beta}$ so einzuspeisen, dass diese Funktion minimiert wird. Weiterhin wird die Frage gestellt, von welchen Stromrichtereigenschaften das Optimierungspotential abhängt und warum.

Es werden Verlustmodelle für den DSCC-Umrichter mit MOSFET- und IGBT-Schaltern erstellt und praktisch realisierbare Optimierungsansätze untersucht. Die Verlustfunktion p_{tot} wird nach dem Mittelwertansatz gebildet und zu einer verallgemeinerten Form gebracht. Danach erfolgt die Minimierung. Eine auf einem Verlustmodell basierende und in dem Zeitbereich implementierte Optimierung zeigte in den Simulationen bessere Ergebnisse, als bekannte Ansätze aus der Literatur. Der Einfluss auf die Gesamteffizienz und auf die einzelnen Verlustkomponenten wird für unterschiedliche Stromrichterdimensionierungen simulationstechnisch untersucht.

Nach der Definition der wichtigsten Größen und der Beschreibung von den Grundlagen zu der Schaltung in dem Abschnitt 2 wird in dem Abschnitt 3 ein Modellbildungsansatz für die Verluste in der Schaltung vorgestellt. Je nach Approximation der Durchlassverluste wird zwischen zwei Modelltypen unterschieden. Nach der Vorstellung eines Zweigverlustmodells wird eine Gesamtverlustfunktion des Stromrichters als Funktion von dem Kreisstrom in $\alpha\beta$ -Koordinaten hergeleitet. In dem Abschnitt 4 werden die Eigenschaften dieser Funktion untersucht und ein geeignetes Optimierungsverfahren gefunden. Anschließend wird im Abschnitt 5 der ausgesuchte Optimierungsalgorithmus an unterschiedlichen Stromrichterdimensionierungen simulationstechnisch verifiziert.

1.5.2 VERÖFFENTLICHUNGEN UND PATENTANMELDUNGEN IM RAHMEN DIESER ARBEIT

Im Laufe dieser Arbeit wurden einige Konferenzbeiträge veröffentlicht:

- A. Dudin, A. Fischer, T. Ellinger, J. Petzoldt: „*Cell voltage balancing controller for the modular multilevel converter arm using symmetrical transformation*“, PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nürnberg, Deutschland
- A. Dudin, T. Ellinger, J. Petzoldt, O. V. Nos: „*State of Charge Control of the Mixed-Type Battery Energy Storage System based on the Modular Multilevel Converter*“, EDM 2016; 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol, Russland
- A. Dudin, U. Rädcl, J. Petzoldt: „*Increasing the efficiency of the Modular Multilevel Converter with MOSFET switches using Lagrange multipliers*“, EPE 2015 ECCE-Europe, 17th European Conference on Power Electronics and Applications, Genf, Schweiz
- A. Dudin, A. Fidelak, J. Petzoldt: „*Effect of the loss-minimizing circulating current on the Modular Multilevel Converter with IGBT switches*“, EPE 2016 ECCE Europe, 18th European Conference on Power Electronics and Applications, Karlsruhe, Deutschland
- A. Dudin, M. Suberski, A. Fischer, J. Petzoldt: „*Control of the Modular Multilevel Converter Motor Drive with Integrated Energy Storage System*“, EPE 2016 ECCE Europe, 18th European Conference on Power Electronics and Applications, Karlsruhe, Deutschland

Zwei Verfahren zur Verlustreduzierung durch Einspeisung von Kreisströmen und eine MMC-Schaltung mit Steuerverfahren wurden zu Patent angemeldet:

- A. Dudin, U. Räder, J. Petzoldt: „*Schaltungsanordnung zur bidirektionalen Kopplung eines Gleichspannungssystems mit mehreren Wechselspannungssystemen und Verfahren zur Steuerung einer solchen Schaltungsanordnung*“, DE 10 2015 008 369 A1
- A. Dudin, U. Räder, J. Petzoldt: „*Verfahren zur Reduzierung der Verluste in einem modularen Mehrpunktumrichter*“, DE 10 2015 011 004 A1
- A. Dudin, U. Räder, J. Petzoldt: „*Verfahren zur Reduzierung der Verluste des modularen Mehrpunktumrichters in Dreieckkonfiguration*“, DE 10 2016 006 454 A1

2.1.2 MITTELWERTMODELL EINER HALBBRÜCKENKASKADE

Sofern nicht explizit erläutert, werden die Zusammenhänge zwischen den Größen einer Halbbrücken-zelle durch das Mittelwertmodell (MWM) nachgebildet:

$$u_{xyz} = \frac{1}{T_P} \int_{t_0}^{t_0+T_P} u_{xyz}(t) dt = d_{xyz} u_{cxyz} \quad (2.3)$$

$$i_{cxyz} = \frac{1}{T_P} \int_{t_0}^{t_0+T_P} i_{cxyz}(t) dt = d_{xyz} i_{cxyz} \quad (2.4)$$

mit $d_{xyz} = T_E/T_P$ – Tastverhältnis der Halbbrücke (s. Abb. 10), $T_P = 1/f_p$ – Pulsperiode.

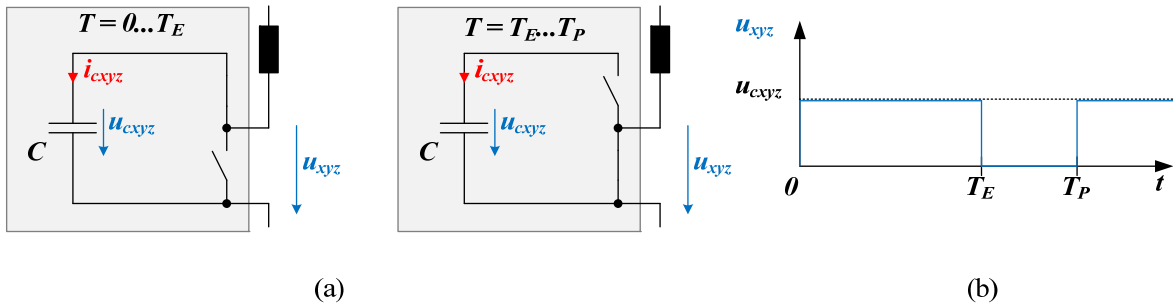


Abb. 10: Zum Mittelwertmodell einer Halbbrücken-zelle.

(a): Schaltzustände der Zelle. (b) Zeitverlauf der Kondensator- und der Zellenspannung

Der Einfachheit halber wird bei den Betrachtungen auf Topologieebene angenommen, dass alle Zellen identisch und alle Zellengrößen gleich sind:

$$\begin{aligned} C_{cxy1} &= \dots = C_{cxy m} = C, \\ u_{xy1} &= \dots = u_{xy m}, \\ u_{cxy1} &= \dots = u_{cxy m}, \\ d_{xy1} &= \dots = d_{xy m}, \end{aligned} \quad (2.5)$$

Unter diesen Annahmen ist die Zweigspannung u_{xy} gleich

$$u_{xy} = \sum_{z=1}^m u_{xyz} = m u_{xyz} \quad (2.6)$$

$$u_{cxy} = \sum_{z=1}^m u_{cxyz} = m u_{cxyz} \quad (2.7)$$

Zur Beschreibung der Zusammenhänge zwischen den Zweigkondensatorspannungen sowie der Gleichspannung und der Wechselfspannungsamplitude dienen in dem stationären Zustand mit $\hat{u}_{a1} = \hat{u}_{a2} = \hat{u}_{a3} = \hat{u}_a$ die Modulationsfaktoren M_d und M_c :

$$M_d = \frac{2\hat{u}_a}{u_e} \quad (2.8)$$

$$M_c = \frac{2\hat{u}_a}{mu_{cys0}} \quad (2.9)$$

2.2 KNOTEN- UND MASCHENANALYSE DER DSCC-SCHALTUNG

2.2.1 ZWEIGSPANNUNGEN

Die Analyse der Zweigspannungen erfolgt anhand von Abb. 11. Die Gleichungen für die Maschen $M_{p/ny}$ sind

$$\frac{u_e}{2} = (R_e + R)i_{p/ny} + (L_e + L)\frac{d}{dt}i_{p/ny} + u_{p/ny} \pm R_a i_{ay} \pm L_a \frac{d}{dt}i_{ay} \pm u_{ay} \pm u_{a0} \quad (2.10)$$

Nach $u_{p/ny}$ umgestellt:

$$u_{p/ny} = \frac{u_e}{2} - (R_e + R)i_{p/ny} - (L_e + L)\frac{d}{dt}i_{p/ny} \mp R_a i_{ay} \mp L_a \frac{d}{dt}i_{ay} \mp u_{ay} \mp u_{a0} \quad (2.11)$$

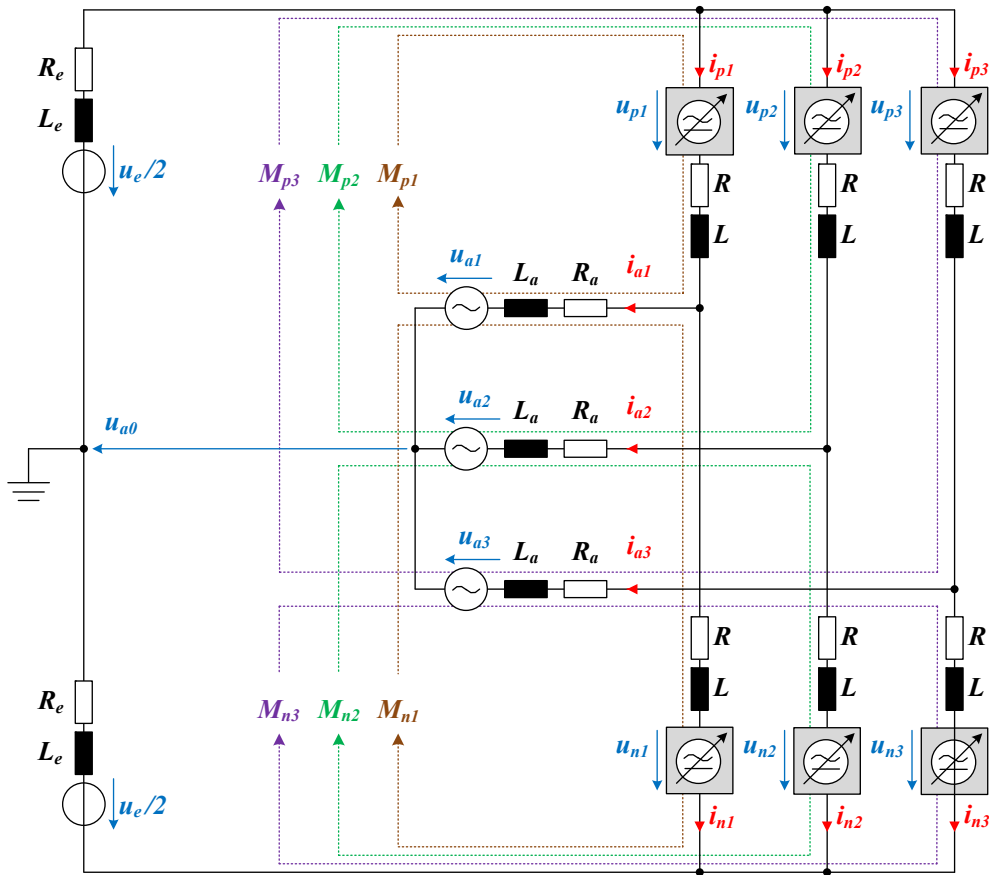


Abb. 11: Zur Definition der Stromregelstrecken im MMC

Die DC- und AC-seitigen Komponenten der Zweigspannungen lassen sich trennen, indem die gemittelte Summe $u_{\Sigma y}$ und Differenz $u_{\Delta y}$ von (2.10) und (2.11) gebildet werden:

$$u_{\Sigma y} = \frac{1}{2}(u_{py} + u_{ny}) = \frac{u_e}{2} - (R_e + R)i_{\Sigma y} - (L_e + L)\frac{d}{dt}i_{\Sigma y} \quad (2.12)$$

$$u_{\Delta y} = \frac{1}{2}(u_{py} - u_{ny}) = -R_a i_{ay} - L_a \frac{d}{dt}i_{ay} - u_{ay} - u_{a0} \quad (2.13)$$

mit dem Σ -Strom

$$i_{\Sigma y} = \frac{1}{2}(i_{py} + i_{ny}) \quad (2.14)$$

Die Clarke-Transformation (s. Anhang A.1) von (2.12)-(2.13) ergibt

$$\begin{bmatrix} u_{\Sigma\alpha} \\ u_{\Sigma\beta} \\ u_{\Sigma 0} \end{bmatrix} = [C]^{-1} \begin{bmatrix} u_{\Sigma 1} \\ u_{\Sigma 2} \\ u_{\Sigma 3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R i_{\Sigma\alpha} - L \frac{d}{dt}i_{\Sigma\alpha} \\ -R i_{\Sigma\beta} - L \frac{d}{dt}i_{\Sigma\beta} \\ \frac{u_e}{2} - \left(\frac{R_e}{3} + R\right)i_{\Sigma 0} - \left(\frac{L_e}{3} + L\right)\frac{d}{dt}i_{\Sigma 0} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} u_{\Delta\alpha} \\ u_{\Delta\beta} \\ u_{\Delta 0} \end{bmatrix} = [C]^{-1} \begin{bmatrix} u_{\Delta 1} \\ u_{\Delta 2} \\ u_{\Delta 3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a i_{a\alpha} - L_a \frac{d}{dt}i_{a\alpha} - u_{a\alpha} \\ -R_a i_{a\beta} - L_a \frac{d}{dt}i_{a\beta} - u_{a\beta} \\ -u_{a0} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Die in (2.12)-(2.13) eingesetzte Σ/Δ -Zerlegung ist für viele Zweiggrößen praktisch und kann für eine Größe x allgemein formuliert werden:

$$\begin{bmatrix} x_{\Sigma y} \\ x_{\Delta y} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{py} \\ x_{ny} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\begin{bmatrix} x_{py} \\ x_{ny} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\Sigma y} \\ x_{\Delta y} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

2.2.2 ZWEIGSTRÖME

Da die DSCC-Schaltung mehrere Spannungsquellen und Stromknoten hat, wird für die Zweigstromanalyse das Superpositionsprinzip eingesetzt. Es werden zwei Fälle untersucht, in denen jeweils nur einer von den zwei äußeren Stromkreisen vom Strom durchflossen ist:

a) $i_{a1/2/3} = 0$

b) $i_{\Sigma 1/2/3} = 0$

Abb. 12 zeigt Ersatzschaltbilder zu den Fällen (a) und (b). Für die beiden Fälle werden die Zweigströme $i_{p/ny(a)}$ und $i_{p/ny(b)}$ bestimmt. Die tatsächlichen Zweigströme ergeben sich als Überlagerung der Ströme aus den beiden Fällen:

$$i_{p/ny} = i_{p/ny(a)} + i_{p/ny(b)} \quad (2.19)$$

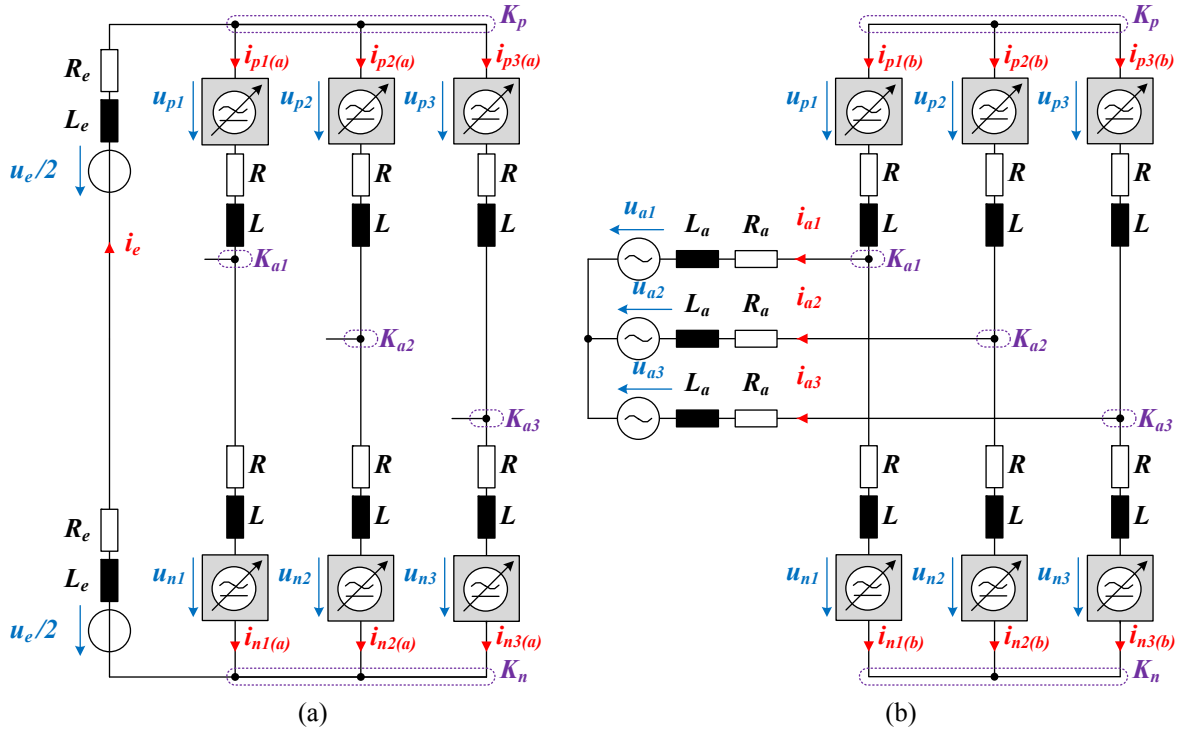


Abb. 12: Zur Bestimmung der Zweigströme nach dem Superpositionsprinzip

Für den Fall (a) ergeben sich aus den Stromknoten $K_{p/n}$ und K_{ay} das Gleichungssystem

$$\begin{aligned} i_{py(a)} + i_{ny(a)} &= 2i_{\Sigma y} \\ i_{py(a)} - i_{ny(a)} &= 0 \end{aligned} \quad (2.20)$$

mit der Lösung

$$i_{p/ny(a)} = i_{\Sigma y} \quad (2.21)$$

Für den Fall (b) ergibt sich für jeden Stromknoten K_{ay} die Gleichung

$$i_{py(b)} - i_{ny(b)} = i_{ay} \quad (2.22)$$

Da die Ströme $i_{\Sigma y}$ schon in dem Fall (a) berücksichtigt worden sind, gilt für den Fall (b) die Bedingung $i_{\Sigma y} = 0$ und die Gleichung

$$i_{py(b)} + i_{ny(b)} = 0 \quad (2.23)$$

Die Lösung des Gleichungssystems (2.22)-(2.23) ist

$$i_{p/ny(b)} = \pm \frac{i_{ay}}{2} \quad (2.24)$$

Nun können die echten Zweigströme durch das Einsetzen von (2.21) und (2.24) in (2.19) bestimmt werden:

$$i_{p/ny} = i_{\Sigma y} \pm \frac{i_{ay}}{2} \quad (2.25)$$

Die Σ -Ströme können auch als Superposition ihrer Modalkomponenten dargestellt werden:

$$\begin{bmatrix} i_{\Sigma 1} \\ i_{\Sigma 2} \\ i_{\Sigma 3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\Sigma \alpha} \\ i_{\Sigma \beta} \\ i_{\Sigma 0} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Die Nullkomponente $i_{\Sigma 0}$ ist dem Strom i_{qe} proportional:

$$i_e = \sum_{y=1}^3 i_{p/n} = 3i_{\Sigma 0}, \quad i_{\Sigma 0} = \frac{i_e}{3} \quad (2.27)$$

Mit den Komponenten $i_{\Sigma \alpha}, i_{\Sigma \beta}$ wird der stromrichterinterne Kreisstrom beschrieben.

2.3 ZWEIFLEISTUNGEN UND ENERGIEN

Im Vergleich zu den Schaltungen mit einer zentralen Zwischenkreiskapazität werden in den Kondensatoren der MMCs wesentlich größere Energiemengen gespeichert. Bei dynamischen Ereignissen wie z.B. Stromsprünge entstehen Asymmetrien zwischen den Energien der einzelnen Zweige, die beseitigt werden müssen. Grundlage für die Synthese einer Energieregelnstruktur ist eine Analyse der Zweigleistungsflüsse und eine Definition von praktisch günstigen Stellgrößen.

2.3.1 ZUSAMMENSETZUNG EINER ZWEIFLEISTUNG

Bei Vernachlässigung der Spannungsabfälle über den Impedanzen nimmt (2.11) eine kürzere Form an:

$$u_{p/ny} = \frac{u_e}{2} \mp u_{ay} \mp u_{a0} \quad (2.28)$$

Die Multiplikation von (2.28) mit (2.25) ergibt die Zweigleistungsgleichung

$$\begin{aligned} p_{p/ny} &= \left(\frac{u_e}{2} \mp u_{ay} \mp u_{a0} \right) \left(i_{\Sigma y} \pm \frac{i_{ay}}{2} \right) \\ &= \frac{u_e i_{\Sigma y}}{2} \pm \frac{u_e i_{ay}}{4} \mp u_{ay} i_{\Sigma y} - \frac{u_{ay} i_{ay}}{2} \mp u_{a0} i_{\Sigma y} - \frac{u_{a0} i_{ay}}{2} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Diese kann mit dem Transformationsansatz aus (2.17)-(2.18) als Überlagerung der Σ - und Δ -Komponente dargestellt werden:

$$p_{p/ny} = p_{\Sigma y} \pm p_{\Delta y} \quad (2.30)$$

mit

$$p_{\Sigma y} = \frac{u_e i_{\Sigma y}}{2} - \frac{u_{ay} i_{ay}}{2} - \frac{u_{a0} i_{ay}}{2} \quad (2.31)$$

$$p_{\Delta y} = \frac{u_e \hat{i}_{ay}}{4} - u_{ay} i_{\Sigma y} - u_{a0} i_{\Sigma y} \quad (2.32)$$

Einsetzen von (2.1)-(2.2) in (2.31)-(2.32) ergibt

$$p_{\Sigma y} = u_e i_{\Sigma y} - \frac{\hat{u}_a \hat{i}_a}{4} \cos(\varphi_a) - \frac{\hat{u}_a \hat{i}_a}{4} \cos(2\omega_a t + 2\gamma_y - \varphi_a) - \frac{u_{a0} \hat{i}_a}{2} \cos(\omega_a t + \gamma_y - \varphi_a) \quad (2.33)$$

$$p_{\Delta y} = \frac{u_e \hat{i}_a}{4} \cos(\omega_a t + \gamma_y - \varphi_a) - \underbrace{\hat{u}_{ay} i_{\Sigma y} \cos(\omega_a t + \gamma_y)}_{p_{\Delta y}(ua)} - \underbrace{u_{a0} i_{\Sigma y}}_{p_{\Delta y}(u0)} \quad (2.34)$$

Die Darstellung von den Zweigleistungen in natürlichen Koordinaten zeigt die Wirkung der einzelnen Größen in den einzelnen Phasen. Bei dieser Darstellungsweise liegt keine deutliche Trennung zwischen den stromrichterinternen und -externen Leistungsflüssen vor. Mit der $\alpha\beta 0$ -Transformation von Σ - und Δ -Leistungen wird ein leichter Überblick über die praktisch relevanten Größen erschaffen. Aus diesem Grunde werden in folgenden Abschnitten die $\alpha\beta 0$ -Komponenten von $p_{\Sigma y}$ und $p_{\Delta y}$ untersucht.

2.3.2 HORIZONTALE LEISTUNGSFLÜSSE

Die Clarke-Transformation von (2.33) liefert

$$\begin{bmatrix} p_{\Sigma\alpha} \\ p_{\Sigma\beta} \\ p_{\Sigma 0} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\hat{u}_a \hat{i}_a}{4} \cos(2\omega_a t - \varphi_a) \\ -\frac{\hat{u}_a \hat{i}_a}{4} \sin(2\omega_a t - \varphi_a) \\ \frac{u_e i_e}{6} - \frac{\hat{u}_a \hat{i}_a}{4} \cos(\varphi_a) \end{bmatrix}}_{p_{\Sigma t \alpha \beta 0}} - \underbrace{\frac{u_e}{2} \begin{bmatrix} i_{\Sigma\alpha} \\ i_{\Sigma\beta} \\ i_{\Sigma 0} \end{bmatrix}}_{p_{\Sigma s \alpha \beta 0}} - \frac{u_{a0} \hat{i}_a}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_a t - \varphi_a) \\ \sin(\omega_a t - \varphi_a) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Der Term $p_{\Sigma t \alpha \beta 0}$ kann dem Energietransport durch den Stromrichter zugewiesen werden. Sein $\alpha\beta$ -Anteil kann eliminiert werden, indem ein Σ -Strom $i_{zp\Sigma k}$ eingespeist wird, der als Produkt mit $u_e/2$ die notwendige Kompensationsleistung $p_{\Sigma k}$ erzeugt [76]:

$$\frac{\hat{u}_a \hat{i}_a}{4} \begin{bmatrix} \cos(2\omega_a t - \varphi_a) \\ -\sin(2\omega_a t - \varphi_a) \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{u_e}{2} \begin{bmatrix} i_{z\alpha p\Sigma k} \\ i_{z\beta p\Sigma k} \\ 0 \end{bmatrix} = 0 \quad (2.36)$$

$$\begin{bmatrix} i_{z\alpha p\Sigma k} \\ i_{z\beta p\Sigma k} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{\hat{u}_a \hat{i}_a}{2u_e} \begin{bmatrix} \cos(2\omega_a t - \varphi_a) \\ -\sin(2\omega_a t - \varphi_a) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$p_{\Sigma k \alpha \beta 0} = -\frac{u_e}{2} \begin{bmatrix} i_{z\alpha p\Sigma k} \\ i_{z\beta p\Sigma k} \\ 0 \end{bmatrix} = -\frac{\hat{u}_a \hat{i}_a}{4} \begin{bmatrix} \cos(2\omega_a t - \varphi_a) \\ -\sin(2\omega_a t - \varphi_a) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Aus der Leistungsbilanzbedingung $p_{\Sigma t 0} = 0$ ergeben sich gegenseitige Abhängigkeiten zwischen i_{e0} und \hat{i}_a für den stationären Betrieb im Wechsel- und Gleichrichtermodus:

$$i_{e0} = \frac{1}{4} M_d \hat{i}_a \cos(\varphi_a) \quad (2.39)$$

$$\hat{i}_a = \frac{4i_{e0}}{M_d \cos(\varphi_a)} \quad (2.40)$$

Die Steuerung von den horizontalen Wirkleistungsflüssen für die Phasenenergieregung erfolgt mit frequenzfreien Σ -Strömen $i_{\Sigma s\alpha/\beta/0(p\Sigma)}$:

$$\begin{bmatrix} p_{\Sigma s\alpha} \\ p_{\Sigma s\beta} \\ p_{\Sigma s0} \end{bmatrix} = -\frac{u_e}{2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{\Sigma s\alpha(p\Sigma)} \\ i_{\Sigma s\beta(p\Sigma)} \\ i_{\Sigma s0(p\Sigma)} \end{bmatrix}}_{p_{\Sigma s\alpha\beta 0}} \quad (2.41)$$

Die Regelstreckengleichung für die Symmetrierung von Σ -Energien ist

$$\begin{bmatrix} w_{\Sigma\alpha} \\ w_{\Sigma\beta} \\ w_{\Sigma 0} \end{bmatrix} = \frac{u_e}{2} \int \begin{bmatrix} i_{\Sigma s\alpha(p\Sigma)} \\ i_{\Sigma s\beta(p\Sigma)} \\ i_{\Sigma s0(p\Sigma)} \end{bmatrix} (t) dt \quad (2.42)$$

Mit den Kreisströmen $i_{Zp\Sigma k}$ und $i_{\Sigma s(p\Sigma)}$ nimmt (2.35) die Form

$$\begin{bmatrix} p_{\Sigma\alpha} \\ p_{\Sigma\beta} \\ p_{\Sigma 0} \end{bmatrix} = p_{\Sigma t\alpha\beta 0} + p_{\Sigma k\alpha\beta 0} + p_{\Sigma s\alpha\beta 0} - \frac{u_{a0}\hat{i}_a}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_a t - \varphi_a) \\ \sin(\omega_a t - \varphi_a) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

2.3.3 VERTIKALE LEISTUNGSFLÜSSE

Zum Stellen vertikaler Leistungsflüsse stehen die Terme $p_{\Delta y(ua)}$ und $p_{\Delta y(u0)}$ von (2.34) zur Verfügung. Der Term $p_{\Delta y(ua)}$ wird in netzbetriebenen Stromrichtern verwendet [88, 89], wo das Einspeisen einer Nullspannung u_{a0} unerwünscht ist. Von dem Term $p_{\Delta y(u0)}$ wird in elektrischen Antrieben Gebrauch gemacht, wo die Spannungsamplituden \hat{u}_{ay} bei niedrigen Drehzahlen zu gering sind, um einen vertikalen Energietransport herzustellen [76, 83, 90].

Die Klemmenspannungen u_{ay} können mehrere Harmonischen aufweisen. Ziel ist nun, die Terme $p_{\Delta y(ua)}$ und $p_{\Delta y(u0)}$ von (2.34) durch den Strom i_Σ derart zu beeinflussen, dass die transformierten Leistungsflüsse $p_{\Delta\alpha/\beta/0}$ voneinander unabhängig gestellt werden können. Eine beliebige, n -te Harmonische von u_{ay} wird beschrieben als

$$u_{ay(n)} = \hat{u}_{ay(n)} \cos(n(\vartheta + \gamma_y)) \quad (2.44)$$

Alle dreifachen Harmonischen ergeben für $n\gamma_y$ ganze Vielfache von 2π . Aufgrund dessen bilden dreifache Harmonischen Nullsysteme und werden der Spannung u_{a0} zugewiesen:

$$u_{a0(n)} = \hat{u}_{a0(n)} \cos(n\vartheta) \quad \forall n = 3k, k \in \mathbb{Z} \quad (2.45)$$

Die restlichen Harmonischen werden den symmetrischen Quellenspannungen $u_{a1/2/3}$ zugewiesen:

$$u_{ay(n)} = \hat{u}_{ay(n)} \cos(n(\vartheta + \gamma_y)) \forall n \neq 3k, k \in \mathbb{Z} \quad (2.46)$$

Um als Produkt mit einer sinusförmigen Spannung einen vertikalen Wirkleistungsfluss zwischen zwei Zweigen einer Phase herzustellen, muss der Strom i_{xy} die Frequenz der jeweiligen Spannung haben. Bei einer sinusförmigen Spannung und einem sinusförmigen Σ -Strom gleicher Frequenz ist der Wirkleistungsfluss maximal, wenn der Phasenwinkel des Σ -Stromes dem Phasenwinkel der jeweiligen Spannung gleich ist. Für das Stellen transformierter Leistungsflüsse in einem Dreiphasensystem können allerdings Anpassungen an den Stromphasenwinkel notwendig sein, um z.B. die Anforderungen an die Symmetrie des Σ -Stromes zu erfüllen.

Aus der Literatur sind Ansätze bekannt, nach denen netzfrequenter Σ -Strom in dem 2. Term von (2.34) aus natürlichen oder rotierenden dq -Koordinaten vorgegeben wurde [83, 88, 89]. Im Produkt mit einer Nullspannung (3. Term von (2.34)) erzeugen die dq -Komponenten des Σ -Stromes keine Wirkleistungsflüsse, wobei die Stromvorgabe aus natürlichen und $\alpha\beta 0$ -Koordinaten bekannt ist [76, 83]. Die Nutzung von modalen Komponenten des Σ -Stromes ist bei einer Leistungsanalyse praktisch, weil bei dieser Darstellungsweise die Trennung seiner Nullkomponente von den stromrichterinternen symmetrischen Komponenten ersichtlich ist.

Für den symmetrischen Teil des Σ -Stromes ist die Darstellung in $\alpha\beta 0$ -Koordinaten günstig. In diesem Fall erfolgt die Untersuchung der Zusammenwirkung des Σ -Stromes mit den symmetrischen Komponenten sowie mit dem Nullanteil der Spannung u_a im gleichen Koordinatensystem. Aus diesem Grunde wird für die Analyse von $p_{\Delta y(ua)}$ und $p_{\Delta y(u0)}$ ein Σ -Strom in $\alpha\beta 0$ -Koordinaten eingesetzt.

Ein rotierender Raumzeiger kann durch seine α - und eine β -Komponenten beschrieben werden, die zu dem absoluten Phasenwinkel $\vartheta_{(n)}$ sowie zueinander um jeweils einen festen Winkel versetzt sind. Wird jeder Komponente jeweils ein eigener, frei wählbarer Phasenwinkel zugewiesen, dann können sowohl rotierende Raumzeiger mit unterschiedlichen Phasenwinkeln und Drehrichtungen beschrieben werden, als auch symmetrische Ströme, die als Produkt mit einer Nullspannung Leistungsflüsse erzeugen sollen. Eine günstige Alternative für die Zuweisung von variablen Phasenwinkeln ist das Aufteilen jeder modalen Komponente in jeweils zwei um $\pi/2$ zueinander versetzte Vektoren:

$$\begin{aligned} i_{\Sigma\alpha(n)} &= \hat{i}_{\Sigma\alpha 1(n)} \cos(\vartheta_{(n)}) + \hat{i}_{\Sigma\alpha 2(n)} \cos\left(\vartheta_{(n)} + \frac{\pi}{2}\right) \\ i_{\Sigma\beta(n)} &= \hat{i}_{\Sigma\beta 1(n)} \cos\left(\vartheta_{(n)} + \frac{\pi}{2}\right) + \hat{i}_{\Sigma\beta 2(n)} \cos(\vartheta_{(n)} + \pi) \\ i_{\Sigma 0(n)} &= \hat{i}_{\Sigma 0 1(n)} \cos(\vartheta_{(n)}) + \hat{i}_{\Sigma 0 2(n)} \cos\left(\vartheta_{(n)} + \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (2.47)$$

Somit bleiben die oben erwähnten Freiheiten erhalten, wobei die Leistungsflüsse nicht mehr mit trigonometrischen, sondern mit algebraischen Gleichungen beschrieben werden. Die Komponenten $\hat{i}_{\Sigma\beta 1/2(n)}$ sind zu den Komponenten $\hat{i}_{\Sigma\alpha 1(n)}$ um jeweils $\pi/2$ versetzt, sodass die Paare $\hat{i}_{\Sigma\alpha 1(n)}, \hat{i}_{\Sigma\beta 1(n)}$ und $\hat{i}_{\Sigma\alpha 2(n)}, \hat{i}_{\Sigma\beta 2(n)}$ orthogonal sind.

a) Nutzung rotierender Spannungssysteme im Wechselspannungsnetz

Wie im Anhang A.2 hergeleitet, gelten für den stationären Zustand mit $\hat{u}_{a1(n)} = \hat{u}_{a2(n)} = \hat{u}_{a3(n)} = \hat{u}_{a(n)}$ folgende Zusammenhänge:

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha} \\ p_{\Delta\beta} \\ p_{\Delta 0} \end{bmatrix}_{(n)} \\
 &= -\frac{\hat{u}_{a(n)}}{4} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 2 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\hat{i}_{\Sigma\alpha 1} \quad \hat{i}_{\Sigma\alpha 2} \quad \hat{i}_{\Sigma\beta 1} \quad \hat{i}_{\Sigma\beta 2} \quad \hat{i}_{\Sigma 01} \quad \hat{i}_{\Sigma 02}]_{(n)}^T \quad (2.48)
 \end{aligned}$$

$$\forall n \neq 3k, k \in \mathbb{Z}$$

Da alle drei Leistungen in (2.48) ohne die Nullstromanteile $\hat{i}_{e01(n)}$, $\hat{i}_{e02(n)}$ beeinflusst werden können, werden die letzteren gleich null gesetzt, um den Strom in den DC-Schienen unverändert zu lassen. Das Ergebnis ist ein System mit drei Gleichungen und vier Variablen:

$$\begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha} \\ p_{\Delta\beta} \\ p_{\Delta 0} \end{bmatrix}_{(n)} = -\frac{\hat{u}_{a(n)}}{4} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} [\hat{i}_{e\alpha 1} \quad \hat{i}_{e\alpha 2} \quad \hat{i}_{e\beta 1} \quad \hat{i}_{e\beta 2}]_{(n)}^T \quad (2.49)$$

Aus der Gleichheit von den Beträgen der zu den Leistungen $p_{\Delta\alpha(n)}$, $p_{\Delta 0(n)}$ gehörenden Koeffizienten folgt, dass die resultierenden Stromraumzeiger ebenfalls kreisförmige Laufbahnen aufweisen. Die Transformation der ersten zwei Gleichungen von (2.47) in dq -Koordinaten nach (5.32) ergibt für $\omega_{VD}t = \vartheta_{(n)}$ die Gegensystemkomponenten $i_{d/q(-n)}$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_{d(-n)} \\ i_{q(-n)} \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{e\alpha 1} \\ \hat{i}_{e\beta 1} \end{bmatrix}_{(n)} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{e\alpha 2} \\ \hat{i}_{e\beta 2} \end{bmatrix}_{(n)} \\
 &+ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \cos(2\vartheta_{(n)}) & \cos(2\vartheta_{(n)}) \\ -\sin(2\vartheta_{(n)}) & -\sin(2\vartheta_{(n)}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{e\alpha 1} \\ \hat{i}_{e\beta 1} \end{bmatrix}_{(n)} \\
 &+ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -\sin(2\vartheta_{(n)}) & -\sin(2\vartheta_{(n)}) \\ -\cos(2\vartheta_{(n)}) & -\cos(2\vartheta_{(n)}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{e\alpha 2} \\ \hat{i}_{e\beta 2} \end{bmatrix}_{(n)} \quad (2.50)
 \end{aligned}$$

und für $\omega_{VD}t = -\vartheta_{(n)}$ die Mitsystemströme $i_{d/q(+n)}$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_{d(+n)} \\ i_{q(+n)} \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{e\alpha 1} \\ \hat{i}_{e\beta 1} \end{bmatrix}_{(n)} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{e\alpha 2} \\ \hat{i}_{e\beta 2} \end{bmatrix}_{(n)} \\
 &+ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \cos(2\vartheta_{(n)}) & -\cos(2\vartheta_{(n)}) \\ \sin(2\vartheta_{(n)}) & -\sin(2\vartheta_{(n)}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{e\alpha 1} \\ \hat{i}_{e\beta 1} \end{bmatrix}_{(n)} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -\sin(2\vartheta_{(n)}) & \sin(2\vartheta_{(n)}) \\ \cos(2\vartheta_{(n)}) & -\cos(2\vartheta_{(n)}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{e\alpha 2} \\ \hat{i}_{e\beta 2} \end{bmatrix}_{(n)} \quad (2.51)
 \end{aligned}$$

Aus dem Vergleich von (2.49) mit (2.50)-(2.51) lassen sich folgende Zusammenhänge ziehen:

$$[p_{\Delta\alpha} \quad p_{\Delta\beta} \quad p_{\Delta 0}]_{(n)}^T = f([i_{d(-n)} \quad i_{q(-n)} \quad i_{d(+n)}]^T) \quad (2.52)$$

Die genaue Darstellung für (2.52) wird durch das Addieren und Subtrahieren der 1. und 3. sowie das Addieren der 2. und 4. Spalten in (2.49) und anschließendes Einsetzen von $i_{d(-n)}$, $i_{q(-n)}$, $i_{d(+n)}$ erreicht:

$$\begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha} \\ p_{\Delta\beta} \\ p_{\Delta 0} \end{bmatrix}_{(n)} = -\frac{\hat{u}_a}{4} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{e\alpha 1} - \hat{i}_{e\beta 1} \\ \hat{i}_{e\alpha 2} + \hat{i}_{e\beta 2} \\ \hat{i}_{e\alpha 1} + \hat{i}_{e\beta 1} \end{bmatrix}_{(n)} = -\frac{\hat{u}_{a(n)}}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d(-n)} \\ i_{q(-n)} \\ i_{d(+n)} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

Aufstellen nach den Strömen:

$$\begin{bmatrix} i_{d(-n)} \\ i_{q(-n)} \\ i_{d(+n)} \end{bmatrix} = -\frac{2}{\hat{u}_{a(n)}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha} \\ p_{\Delta\beta} \\ p_{\Delta 0} \end{bmatrix}_{(ua)(n)} \quad (2.54)$$

In einem beliebigen Zustand mit asymmetrischen Phasenspannungen hat (2.49) die Form

$$\begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha} \\ p_{\Delta\beta} \\ p_{\Delta 0} \end{bmatrix}_{(n)} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \left(-\hat{u}_{a1} + \frac{1}{8} \hat{u}_{a2} + \frac{1}{8} \hat{u}_{a3} \right) & \frac{\sqrt{3}}{24} (\hat{u}_{a2} - \hat{u}_{a3}) & \frac{1}{8} (\hat{u}_{a2} + \hat{u}_{a3}) & \frac{\sqrt{3}}{24} (\hat{u}_{a2} - \hat{u}_{a3}) \\ \frac{\sqrt{3}}{24} (-\hat{u}_{a2} + \hat{u}_{a3}) & \frac{1}{8} (-\hat{u}_{a2} - \hat{u}_{a3}) & \frac{\sqrt{3}}{8} (-\hat{u}_{a2} + \hat{u}_{a3}) & \frac{1}{8} (-\hat{u}_{a2} - \hat{u}_{a3}) \\ \frac{1}{6} \left(-\hat{u}_{a1} - \frac{1}{4} \hat{u}_{a2} - \frac{1}{4} \hat{u}_{a3} \right) & \frac{\sqrt{3}}{24} (-\hat{u}_{a2} + \hat{u}_{a3}) & \frac{1}{8} (-\hat{u}_{a2} - \hat{u}_{a3}) & \frac{\sqrt{3}}{24} (-\hat{u}_{a2} + \hat{u}_{a3}) \end{bmatrix}_{(n)} \begin{bmatrix} \hat{i}_{e\alpha 1} \\ \hat{i}_{e\alpha 2} \\ \hat{i}_{e\beta 1} \\ \hat{i}_{e\beta 2} \end{bmatrix}_{(n)} \quad (2.55)$$

Die Abhängigkeiten von den Strömen $i_{d(-n)}, i_{q(-n)}, i_{d(+n)}$ können nach der gleichen Vorgehensweise bestimmt werden:

$$\begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha} \\ p_{\Delta\beta} \\ p_{\Delta 0} \end{bmatrix}_{(n)} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \left(-\hat{u}_{a1} - \frac{1}{4} \hat{u}_{a2} - \frac{1}{4} \hat{u}_{a3} \right) & \frac{2}{3} \left(-\hat{u}_{a1} + \frac{1}{2} \hat{u}_{a2} + \frac{1}{2} \hat{u}_{a3} \right) & \frac{\sqrt{3}}{6} (\hat{u}_{a2} - \hat{u}_{a3}) \\ \frac{\sqrt{3}}{6} (\hat{u}_{a2} - \hat{u}_{a3}) & \frac{\sqrt{3}}{3} (-\hat{u}_{a2} + \hat{u}_{a3}) & \frac{1}{2} (-\hat{u}_{a2} - \hat{u}_{a3}) \\ \frac{1}{3} \left(-\hat{u}_{a1} + \frac{1}{2} \hat{u}_{a2} + \frac{1}{2} \hat{u}_{a3} \right) & \frac{1}{3} (-\hat{u}_{a1} - \hat{u}_{a2} - \hat{u}_{a3}) & \frac{\sqrt{3}}{6} (-\hat{u}_{a2} + \hat{u}_{a3}) \end{bmatrix}_{(n)} \begin{bmatrix} i_{d(-n)} \\ i_{q(-n)} \\ i_{d(+n)} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Umstellen nach den Strömen ergibt

$$\begin{bmatrix} i_{d(-n)} \\ i_{q(-n)} \\ i_{d(+n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{-\hat{u}_{a1}\hat{u}_{a2} - \hat{u}_{a1}\hat{u}_{a3} - 4\hat{u}_{a2}\hat{u}_{a3}}{6\hat{u}_{a1}\hat{u}_{a2}\hat{u}_{a3}} \right) & \left(\frac{-\sqrt{3}\hat{u}_{a2} + \sqrt{3}\hat{u}_{a3}}{6\hat{u}_{a2}\hat{u}_{a3}} \right) & \left(\frac{\hat{u}_{a1}\hat{u}_{a2} + \hat{u}_{a1}\hat{u}_{a3} - 2\hat{u}_{a2}\hat{u}_{a3}}{3\hat{u}_{a1}\hat{u}_{a2}\hat{u}_{a3}} \right) \\ \left(\frac{\hat{u}_{a1}\hat{u}_{a2} + \hat{u}_{a1}\hat{u}_{a3} - 2\hat{u}_{a2}\hat{u}_{a3}}{6\hat{u}_{a1}\hat{u}_{a2}\hat{u}_{a3}} \right) & \left(\frac{\sqrt{3}\hat{u}_{a2} - \sqrt{3}\hat{u}_{a3}}{6\hat{u}_{a2}\hat{u}_{a3}} \right) & \left(\frac{-\hat{u}_{a1}\hat{u}_{a2} - \hat{u}_{a1}\hat{u}_{a3} - 2\hat{u}_{a2}\hat{u}_{a3}}{3\hat{u}_{a1}\hat{u}_{a2}\hat{u}_{a3}} \right) \\ \left(\frac{-\sqrt{3}\hat{u}_{a2} - \sqrt{3}\hat{u}_{a3}}{6\hat{u}_{a2}\hat{u}_{a3}} \right) & \left(\frac{-\hat{u}_{a2} - \hat{u}_{a3}}{2\hat{u}_{a2}\hat{u}_{a3}} \right) & \left(\frac{-\sqrt{3}\hat{u}_{a2} - \sqrt{3}\hat{u}_{a3}}{3\hat{u}_{a2}\hat{u}_{a3}} \right) \end{bmatrix}_{(n)} \begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha} \\ p_{\Delta\beta} \\ p_{\Delta 0} \end{bmatrix}_{(n)} \quad (2.57)$$

b) Nutzung des Nullsystems im Wechselspannungsnetz

Transformierte Leistungen $p_{\Delta\alpha/\beta/0(n)}$ stehen mit den Σ -Stromanteilen in dem folgenden Zusammenhang (s. Anhang A.3):

$$\begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha} \\ p_{\Delta\beta} \\ p_{\Delta 0} \end{bmatrix}_{(n)} = -\frac{1}{2} \hat{u}_{0(n)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\Sigma\alpha 1} \\ \hat{i}_{\Sigma\beta 1} \\ \hat{i}_{\Sigma 0 1} \end{bmatrix}_{(n)} \quad \forall n = 3k, k \in \mathbb{Z} \quad (2.58)$$

Umstellen von (2.58) nach den Strömen ergibt

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{\Sigma\alpha 1} \\ \hat{i}_{\Sigma\beta 1} \\ \hat{i}_{\Sigma 01} \end{bmatrix}_{(n)} = -\frac{2}{\hat{u}_{0(n)}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha} \\ p_{\Delta\beta} \\ p_{\Delta 0} \end{bmatrix}_{(n)} \quad (2.59)$$

2.4 KASKADIERTE DSCC-REGELSTRUKTUR

Abb. 13 zeigt das Signalflussdiagramm für die Regelung der DSCC-Kondensatorenergien¹ bei hohen und niedrigen Frequenzen. In [83] wurde die Umschaltung zwischen dem sogenannten hf- und lf-Betriebsmodus (engl. high / low frequency) mit Hilfe von linearen Faktoren vorgeschlagen:

$$k_{hf} = \begin{cases} 0 & \forall f_a \leq f_{a1} \\ \frac{|f_a| - f_{a1}}{f_{a2} - f_{a1}} & \forall f_{a1} < |f_a| < f_{a2} \\ 1 & \forall f_{a2} \leq f_a \end{cases} \quad (2.60)$$

$$k_{lf} = 1 - k_{hf}$$

Auf diese Weise wird der Einfluss der hf- und der lf-Regelstruktur derart gesteuert, dass die von dem hf- bzw. dem lf-Regler gelieferten Stromsollwerte in dem jeweiligen Frequenzbereich $|f_a| \geq f_{a2}$ bzw. $|f_a| \leq f_{a1}$ vollständig eingepreßt werden. In dem Frequenzbereich $f_{a1} < |f_a| < f_{a2}$ werden die Ausgangssignale beider Regler mit den Werten von k_{hf}, k_{lf} zwischen null und eins gewichtet. Zur Verbesserung der Regeldynamik von $w_{\Sigma 0}$ wird dem Strom $i_{\Sigma 0}^{*Vw0}$ eine Stromreferenz nach Gl. (2.39) überlagert.

Die Gesamtregelstruktur des DSCC ist in Abb. 14 dargestellt. Sie dient als Startpunkt für weitere Untersuchungen. Die Istwerte der Kondensatorenergien und der Zweigströme werden mit Gl. (2.17) und einer anschließenden Clarke-Transformation nach Gl. (5.28)-(5.30) transformiert, sodass die Größen $w_{c\Sigma/\Delta\alpha\beta 0}$ und $i_{\Sigma/\Delta\alpha\beta 0}$ entstehen. Parallel zu der Energieregulation kann optional eine Σ -Stromreferenz für die Energiehubreduktion nach Gl. (2.37) implementiert werden. Die Stromsollwerte $i_{\Sigma\alpha\beta 0}^{*r}$ werden an die Stromregler weitergeleitet, die ihrerseits transformierte Spannungssollwerte $u_{\Sigma/\Delta\alpha\beta 0}^*$ generieren. Die Spannungssollwerte werden zusammen mit der Nullspannung in natürliche Zweiggrößen basierend auf Gl. (2.18) und (5.29) transformiert.

Die einzuspeisende Nullspannung für den niederfrequenten Betrieb wird nach Gl. (2.45) generiert, wobei sich ihre Amplitude $\hat{u}_{a0(n)}$ aus der verfügbaren Spannungsstellreserve ergibt:

$$\hat{u}_{a0(n)} = r_{u0} \left(\frac{u_e}{2} - |\hat{u}_a| \right) \quad (2.61)$$

mit $r_{u0} \cong 0,9$ als Reservefaktor.

¹ Die Energie als Zustandsgröße bietet eine einfachere Regelstreckendarstellung und u.U. besseres Regelverhalten. In der Praxis ist aufgrund von Kapazitätstoleranzen die Nutzung von Spannungen als Zustandsgrößen günstiger.

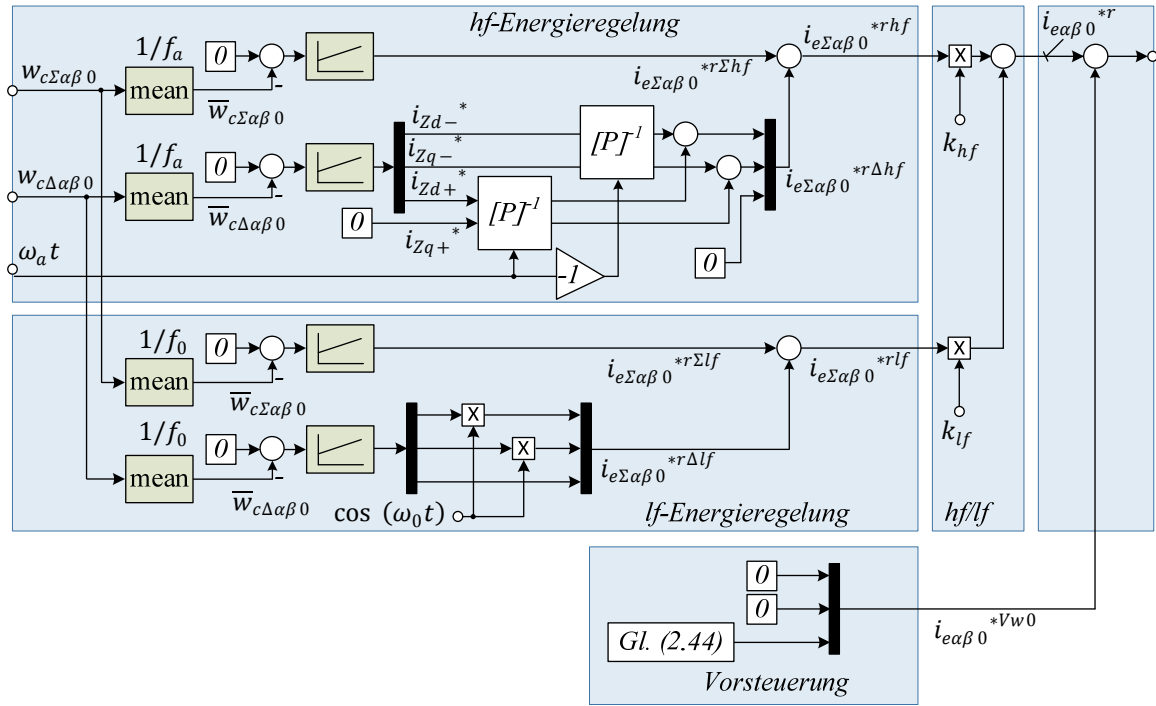
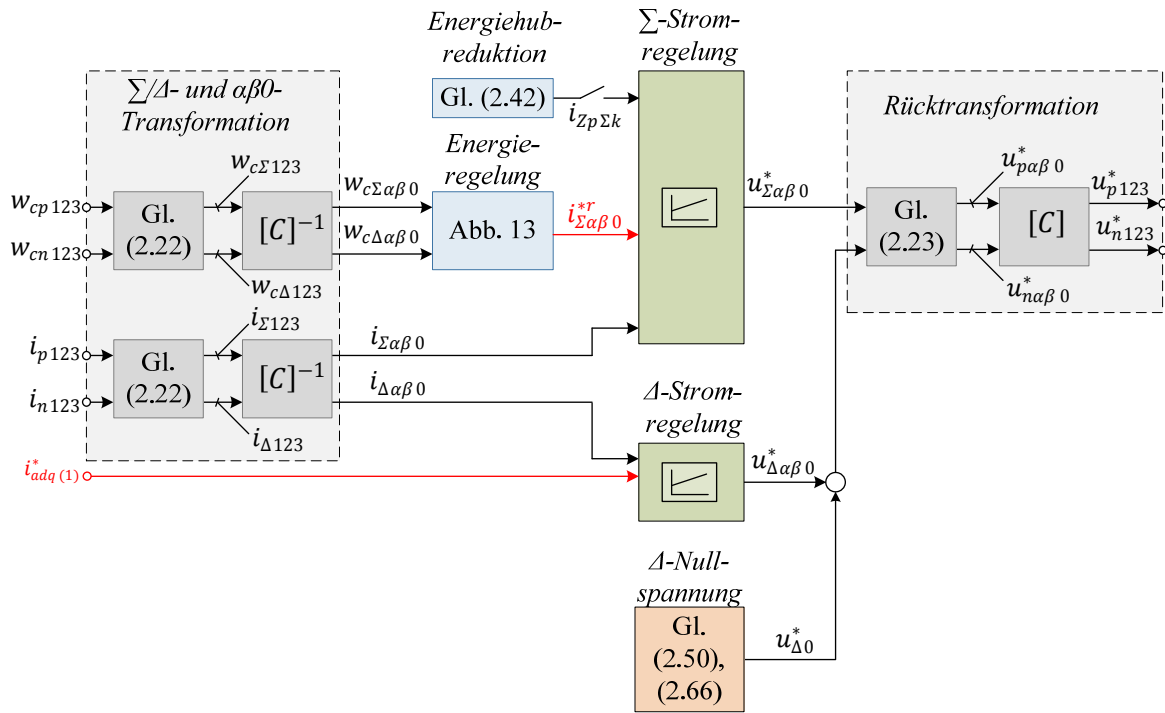

 Abb. 13: Energieregelung des DSCC für hohe (hf) und niedrige (lf) Frequenzen f_a [83].


Abb. 14: Gesamtregelstruktur des DSCC mit Energieregelung und Nullspannungsgeneration nach [83] und optionaler Energiehubreduktion nach Gl. (2.37).

3. VERALLGEMEINERTES VERLUSTMODELL

3.1 DURCHLASSVERLUSTE

Abb. 15(a) zeigt das Ersatzschaltbild einer Halbbrücken-kaskade für die Verlustmodellbildung. Es wird angenommen, dass alle Zellen identisch sind. Die Durchlassverluste eines Schalters werden durch seine Durchlassspannung nachgebildet (Abb. 15(b)). Die ideale Diode im antiparallelen Pfad dient dazu, die leitfähige Richtung dieses Pfades anzuzeigen.

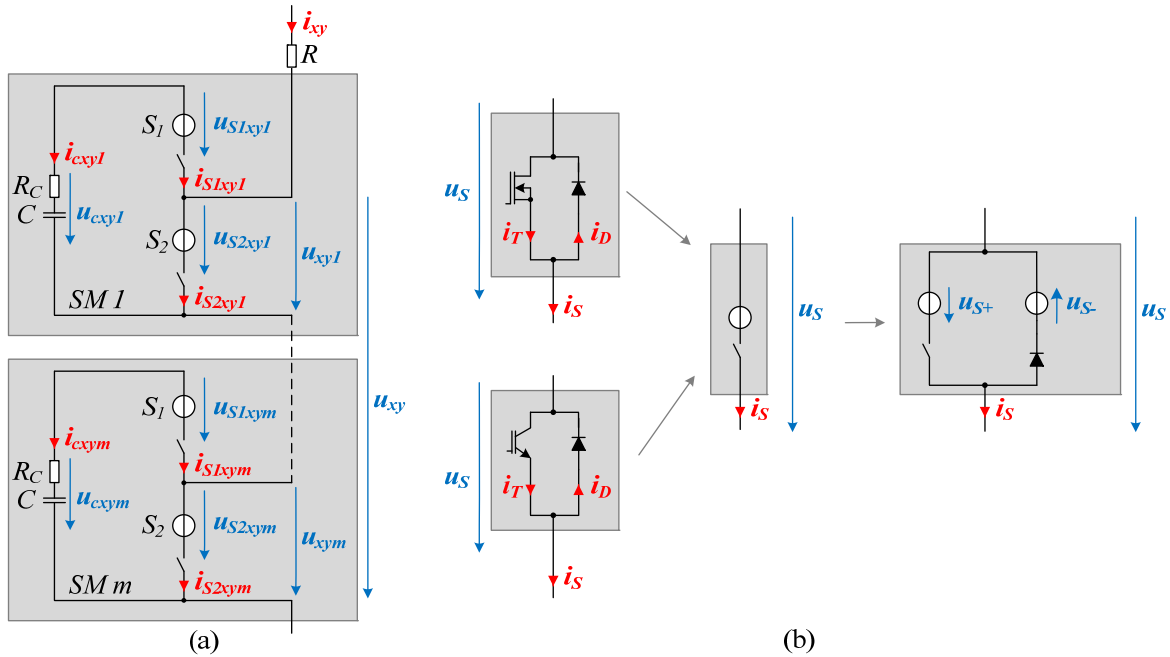


Abb. 15: Verlustmodellbildung einer Halbbrücken-kaskade.

(a): Größendefinitionen. (b): Darstellung eines Schalters als Spannungsquelle.

Während die antiparallelen Dioden der MOSFET-Schalter im Normalbetrieb nur in den Zweigverriegelungszeiten oder erst bei höheren Strömen leitend werden, leiten sie in den IGBT-Schaltungen immer dann, wenn der jeweilige Schalterstrom i_S negativ ist. Um die Leitfähigkeit eines Schalters in beide Richtungen zu beschreiben, werden die Halbleiterspannungen als zwei antiparallel geschaltete Spannungsquellen $u_{S0+/-}$ modelliert (Abb. 15(b)), von denen zu jedem Zeitpunkt nur eine bestromt wird. Die mittleren Durchlassverluste einer Zelle $p_{cond.xyz}$ über eine Pulsperiode T_p sind

$$\begin{aligned}
 p_{cond.xyz} &= \frac{1}{T_p} \int_{t_0}^{t_0+T_E} u_{S1}(-i_{xy})dt + \frac{1}{T_p} \int_{T_E}^{T_p} u_{S2}i_{xy}dt \\
 &= -d_{xyz}u_{S1}i_{xy} + (1 - d_{xyz})u_{S2}i_{xy}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

mit u_{S1}, u_{S2} – Durchlassspannungen der Schalter S_1, S_2 .

Je nachdem, welcher Schalter in welche Richtung von Strom durchflossen wird, hat eine Halbbrücke vier leitende Zustände. In der Tabelle 1 sind diese Zustände am Beispiel einer IGBT-Zelle zusammengefasst. Jeder Zustand hat jeweils eine eigene Funktion für die Schalterdurchlassspannungen und für die Durchlassverluste, die im Folgenden formuliert werden. Bei MOSFET-Schaltern werden die Zustände mit negativem Schalterstrom i_S durch die sogenannte Kenn-

linie im 3. Quadranten oder durch die Kennlinie der Diode bei positiver Gate-Source-Spannung beschrieben.

Tabelle 1: Zur Beschreibung der Zellenzustände einer Halbbrückenzeile mit IGBT-Schaltern

	Zelle EIN	Zelle AUS
$i_{xy} \geq 0$		
$i_{xy} < 0$		

3.1.1 APPROXIMATION DER DURCHLASSSPANNUNGEN ALS POLYNOM 1. ORDNUNG

Die Durchlassspannung eines Halbleiters kann als Polynom erster Ordnung approximiert werden [91–93]:

$$u_{S1/2} = u_{0S1/2} + R_{S1/2} i_{S1/2} \quad (3.2)$$

Die Spannungen $u_{0S1/2}$ werden unter Beachtung der Abb. 15(b) und des Vorzeichens von i_{xy} definiert:

$$u_{S1} = \begin{cases} -u_{0S1-} - R_{S1-} i_{xy} & \forall i_{xy} \geq 0 \\ u_{0S1+} - R_{S1+} i_{xy} & \forall i_{xy} < 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

$$u_{S2} = \begin{cases} u_{0S2+} + R_{S2+} i_{xy} & \forall i_{xy} \geq 0 \\ -u_{0S2-} + R_{S2-} i_{xy} & \forall i_{xy} < 0 \end{cases}$$

Die Werte von $u_{0S+/-}$ und $R_{S+/-}$ entsprechen bei einem IGBT den Nullstromspannungen der IGBT-/Diodenstruktur u_{CE0}/u_{D0} und den Approximationen der Widerstände r_{CE}/r_D in dem jeweiligen leitenden Zustand. Für MOSFET-Schalter werden die Spannungen $u_{0S+/-}$ gleich null gesetzt und die Widerstände $R_{S+/-}$ werden in dem eingeschalteten Zustand gleich dem on-Widerstand R_{on} [91–93] gesetzt.

Einsetzen von (3.2) in (3.1) liefert unter Beachtung der Vorzeichen von $i_{S1/2}$ eine polynomiale Funktion für die Durchlassverlustleistung

$$p_{cond.poly1.xyz} = a_{0cond.xyz} + a_{1cond.xyz}i_{xy} + a_{2cond.xyz}i_{xy}^2 \quad (3.4)$$

$$a_{0cond.xyz} = 0 \quad (3.5)$$

$$a_{1cond.xyz} = \begin{cases} d_{xyz}u_{0S1-} + (1 - d_{xyz})u_{0S2+} & \forall i_{xy} \geq 0 \\ -d_{xyz}u_{0S1+} - (1 - d_{xyz})u_{0S2-} & \forall i_{xy} < 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

$$a_{2cond.xyz} = \begin{cases} d_{xyz}R_{S1-} + (1 - d_{xyz})R_{S2+} & \forall i_{xy} \geq 0 \\ d_{xyz}R_{S1+} + (1 - d_{xyz})R_{S2-} & \forall i_{xy} < 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Die Durchlassverluste im gesamten Zweig $p_{cond.poly1.xy}$ mit identischen Zellen und Tastverhältnissen ($d_{xyz} = d_{xy}$) sind gleich

$$p_{cond.poly1.xy} = mp_{cond.poly1.xyz} = a_{1cond.xy}i_{xy} + a_{2cond.xy}i_{xy}^2 \quad (3.8)$$

mit den Koeffizienten

$$a_{1/2cond.xy} = ma_{1/2cond.xyz} \quad (3.9)$$

Die Bestimmung der Schalterparameter erfolgt anhand ihrer Ausgangscharakteristika. Für die analytische Beschreibung der Durchlassspannungen von den IGBT- und Diodenstrukturen ist die Näherung der Ausgangseigenschaften als Polynom 1. Ordnung einfach und praktisch und wird aus diesem Grund oft in der Praxis benutzt.

3.1.2 APPROXIMATION DER DURCHLASSSPANNUNGEN ALS RATIONAL-GEBOCHENE FUNKTION

Eine genauere Approximation der Durchlasskennlinien (vgl. RMSE-Werte im Anhang A.4) wird mit einer rational-gebrochenen Funktion mit positiven Koeffizienten $p_{0/1/2cond.S}$, $q_{1cond.S}$ erreicht:

$$u_S = \frac{p_{0cond.S} + p_{1cond.S}i_S + p_{2cond.S}i_S^2}{q_{1cond.S} + i_S} \quad (3.10)$$

Nach dem Einsetzen des Zweigstromes wird (3.10) unter Beachtung der positiven und negativen Stromrichtung zu

$$u_{S1} = \begin{cases} -\frac{p_{0cond.S1-} + p_{1cond.S1-}i_{xy} + p_{2cond.S1-}i_{xy}^2}{q_{1cond.S1-} + i_{xy}} & \forall i_{xy} \geq 0 \\ \frac{p_{0cond.S1+} - p_{1cond.S1+}i_{xy} + p_{2cond.S1+}i_{xy}^2}{q_{1cond.S1+} - i_{xy}} & \forall i_{xy} < 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

$$u_{S2} = \begin{cases} \frac{p_{0cond.S2+} + p_{1cond.S2+}i_{xy} + p_{2cond.S2+}i_{xy}^2}{q_{1cond.S2+} + i_{xy}} & \forall i_{xy} \geq 0 \\ -\frac{p_{0cond.S2-} - p_{1cond.S2-}i_{xy} + p_{2cond.S2-}i_{xy}^2}{q_{1cond.S2-} - i_{xy}} & \forall i_{xy} < 0 \end{cases}$$

Eine verallgemeinerte Darstellung der Durchlassspannungen wird erreicht durch die Definition

$$u_{S1/2} = \mp s_{ixy} \frac{p_{0cond.S1/2xy} + p_{1cond.S1/2xy} s_{ixy} i_{xy} + p_{2cond.S1/2xy} i_{xy}^2}{q_{1cond.S1/2xy} + s_{ixy} i_{xy}} \quad (3.12)$$

mit den stromrichtungsabhängigen Koeffizienten

$$\begin{aligned} p_{0cond.S1xy} &= \begin{cases} p_{0cond.S1-} & \forall i_{xy} \geq 0 \\ p_{0cond.S1+} & \forall i_{xy} < 0 \end{cases} & p_{0cond.S2xy} &= \begin{cases} p_{0cond.S2+} & \forall i_{xy} \geq 0 \\ p_{0cond.S2-} & \forall i_{xy} < 0 \end{cases} \\ p_{1cond.S1xy} &= \begin{cases} p_{1cond.S1-} & \forall i_{xy} \geq 0 \\ p_{1cond.S1+} & \forall i_{xy} < 0 \end{cases} & p_{1cond.S2xy} &= \begin{cases} p_{1cond.S2+} & \forall i_{xy} \geq 0 \\ p_{1cond.S2-} & \forall i_{xy} < 0 \end{cases} \\ p_{2cond.S1xy} &= \begin{cases} p_{2cond.S1-} & \forall i_{xy} \geq 0 \\ p_{2cond.S1+} & \forall i_{xy} < 0 \end{cases} & p_{2cond.S2xy} &= \begin{cases} p_{2cond.S2+} & \forall i_{xy} \geq 0 \\ p_{2cond.S2-} & \forall i_{xy} < 0 \end{cases} \\ q_{1cond.S1xy} &= \begin{cases} q_{1cond.S1-} & \forall i_{xy} \geq 0 \\ q_{1cond.S1+} & \forall i_{xy} < 0 \end{cases} & q_{1cond.S2xy} &= \begin{cases} q_{1cond.S2+} & \forall i_{xy} \geq 0 \\ q_{1cond.S2-} & \forall i_{xy} < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$s_{ixy} = \text{sign}(i_{xy}) = \begin{cases} 1 & \forall i_{xy} \geq 0 \\ -1 & \forall i_{xy} < 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

Einsetzen von (3.12) in (3.1) ergibt

$$\begin{aligned} & p_{cond.rat21.xyz} \\ &= s_{ixy} d_{xyz} \frac{p_{0cond.S1xy} i_{xy} + p_{1cond.S1xy} s_{ixy} i_{xy}^2 + p_{2cond.S1xy} i_{xy}^3}{q_{1cond.S1xy} + s_{ixy} i_{xy}} \\ &+ s_{ixy} (1 - d_{xyz}) \frac{p_{0cond.S2xy} i_{xy} + p_{1cond.S2xy} s_{ixy} i_{xy}^2 + p_{2cond.S2xy} i_{xy}^3}{q_{1cond.S2p1} + s_{ixy} i_{xy}} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Die Durchlassverluste im gesamten Zweig $p_{cond.rat21.xy}$ sind gleich

$$p_{cond.rat21.xy} = m p_{cond.rat21.xyz} \quad (3.16)$$

Abb. 16 zeigt die Ausgangskennlinien eines Moduls mit Silizium-IGBTs und die Ergebnisse des Kurvenfittings mit den Funktionen nach (3.2) und (3.10). Die Koeffizienten der gefitteten Funktionen (3.2) und (3.10) sind im Anhang A.4 zu finden. Für IGBT-Schalter ist die Approximationsart entscheidend für die Genauigkeit der Verlustnachbildung.

Der polynomiale Ansatz ist zwar für die Dimensionierung eines Kühlsystems genau genug, weil er bei einem künstlich höher gesetzten Wert der Nullstromspannung eine Reserve nach oben setzt. Für die Optimierung muss aber die genauere Approximation verwendet werden, wobei die polynomiale Approximation für die Untersuchung der Zielfunktionseigenschaften immerhin praktisch ist. Solange der Betrag des Spannungsabfalls bei negativem Schalterstrom i_s kleiner ist, als die Flussspannung der antiparallelen Diode, ist die polynomiale Approximation ausreichend genau, um die Durchlassspannung nachzubilden. In Abb. 17 sind die Durchlassspannungen eines SiC-MOSFET-Moduls bei positiven und negativen Schalterstromwerten dargestellt.

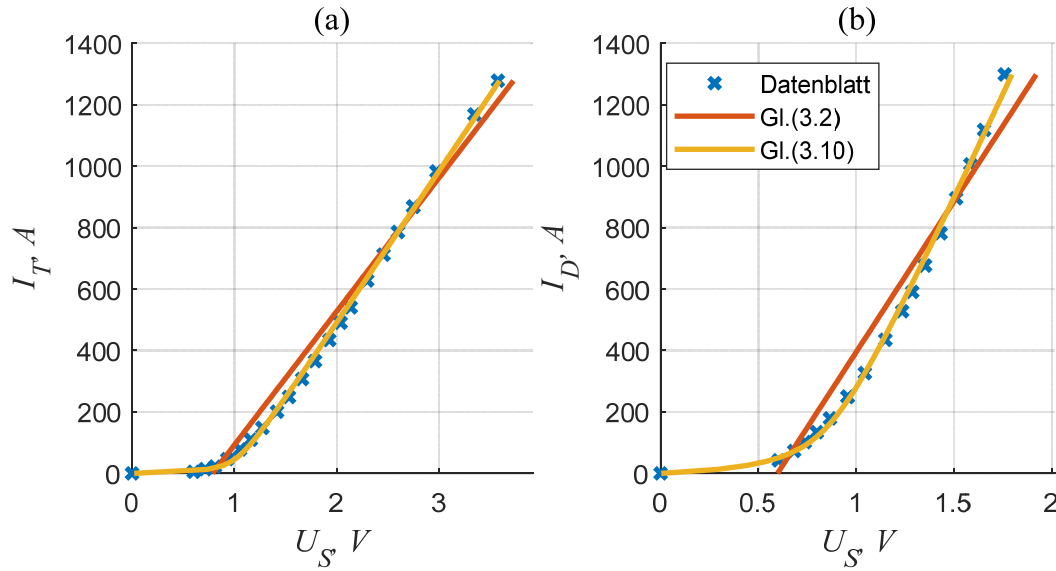


Abb. 16: Durchlasseigenschaften des Halbbrückenmoduls CM1200HC-90R/Mitsubishi [94]. Sperrspannung: 4,5 kV, Maximalstrom: 1200 A. (a): positiver Schalterstrom i_S . (b): negativer i_S . Sperrschichttemperatur: 125°C.

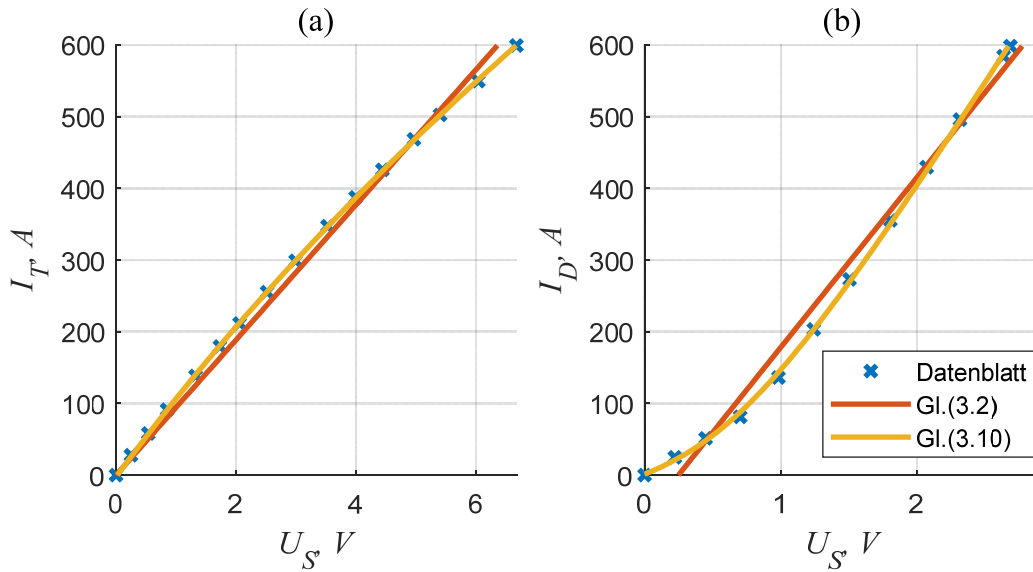


Abb. 17: Durchlasseigenschaften des Moduls BSM300D12P2E001/Rohm Semiconductor [95]. Sperrspannung: 1,2 kV, Maximalstrom: 300 A. (a): positiver Schalterstrom i_S . (b): negativer i_S . Sperrschichttemperatur: 125°C.

3.2 SCHALTVERLUSTE

Die Schaltverluste enthalten die Ein- und Ausschaltverluste der aktiven Schalter sowie Verluste bei den reverse recovery Vorgängen. Die Zusammenhänge zwischen dem Zweigstrom und den Schaltenergien werden durch Polynome zweiter Ordnung beschrieben:

$$E_{onS1/2} = a_{0EonS1/2} + a_{1EonS1/2}i_{xy} + a_{2EonS1/2}i_{xy}^2 \quad (3.17)$$

$$E_{offS1/2} = a_{0EoffS1/2} + a_{1EoffS1/2}i_{xy} + a_{2EoffS1/2}i_{xy}^2 \quad (3.18)$$

$$E_{rrS1/2} = a_{0ErrS1/2} + a_{1ErrS1/2}i_{xy} + a_{2ErrS1/2}i_{xy}^2 \quad (3.19)$$

Abb. 18 und Abb. 19 zeigen Beispiele für die Abhängigkeiten dieser Energien von dem Strom, die auf Datenblattangaben basieren. Mit den Funktionen (3.17)-(3.19) werden die Kennlinien gut gefittet. Tabelle 11 zeigt die Koeffizientenwerte für die Module CM1200 und BSM 300.

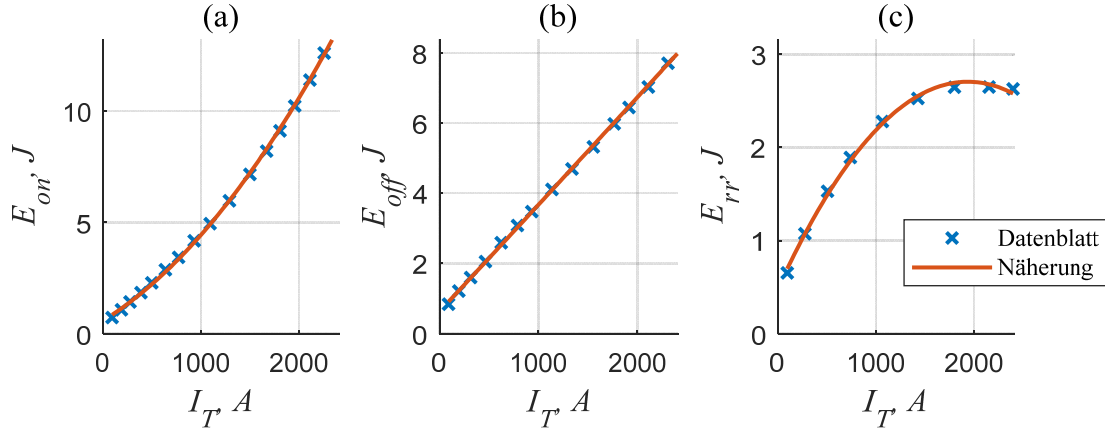


Abb. 18: Schaltenergien des IGBT-Moduls CM1200HC-90R/Mitsubishi [94].

(a): Einschaltenergie. (b): Ausschaltenergie. (c): Reverse-recovery Energie.

Sperrschichttemperatur: 125°C, Schaltspannung: 2800 V.

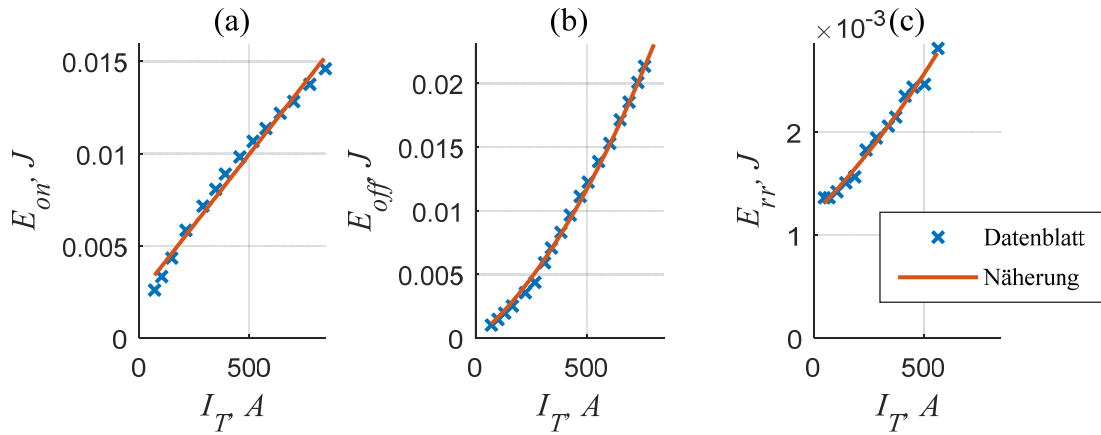


Abb. 19: Schaltenergien des MOSFET-Moduls BSM300D12P2E001/Rohm Semiconductor [95].

(a): Einschaltenergie. (b): Ausschaltenergie. (c): Reverse-recovery Energie.

Sperrschichttemperatur: 125°C, Schaltspannung: 600 V.

Bei positivem Strom schaltet der Schalter S2 aktiv ein und aus; in der Diode des Schalters S1 tritt einmal pro Pulsperiode der reverse recovery Vorgang auf. Die Schaltverluste sind somit gleich dem Produkt der Pulsfrequenz f_p mit den Schaltenergien:

$$p_{sw.xyz} = f_p(E_{onS2} + E_{offS2} + E_{rrS1}) \forall i_{xy} \geq 0 \quad (3.20)$$

Bei negativem Strom schaltet der Schalter S1 aktiv und S2 passiv:

$$p_{sw.xyz} = f_p(E_{onS1} + E_{offS1} + E_{rrS2}) \forall i_{xy} < 0 \quad (3.21)$$

Durch das Einsetzen von (3.17)-(3.19) in (3.20)-(3.21) und Einführen stromrichtungsabhängiger Koeffizienten $a_{0/1/2sw.xyz}$

$$a_{0/2sw.xyz} = \begin{cases} f_p(a_{0/2EonS2} + a_{0/2EoffS2} + a_{0/2ErrS1}) \forall i_{xy} \geq 0 \\ f_p(a_{0/2EonS1} + a_{0/2EoffS1} + a_{0/2ErrS2}) \forall i_{xy} < 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

$$a_{1sw.xyz} = \begin{cases} f_p(a_{1EonS2} + a_{1EoffS2} + a_{1ErrS1}) \forall i_{xy} \geq 0 \\ -f_p(a_{1EonS1} + a_{1EoffS1} + a_{1ErrS2}) \forall i_{xy} < 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

wird die allgemeine Form der Schaltverlustfunktion einer Stromrichterzelle formuliert:

$$p_{sw.xyz} = a_{0sw.xyz} + a_{1sw.xyz}i_{xy} + a_{2sw.xyz}i_{xy}^2 \quad (3.24)$$

Die Schaltverluste eines Zweigs $p_{sw.xy}$ mit identischen und identisch geschalteten Zellen sind

$$p_{sw.xy} = a_{0sw.xy} + a_{1sw.xy}i_{xy} + a_{2sw.xy}i_{xy}^2 \quad (3.25)$$

mit

$$a_{1/2/3sw.xy} = m a_{1/2/3sw.xyz} \quad (3.26)$$

3.3 OHMSCHE VERLUSTE

Die ohmschen Verluste bestehen aus den Verlusten in dem Zweigwiderstand R_{xy} und in den parasitären Kondensatorwiderständen R_C . Die Verluste einer Zelle $p_{ohm.xyz}$ und eines Zweigs $p_{ohm.xy}$ über eine Pulsperiode sind gleich

$$p_{ohm.xyz} = \frac{1}{T_p} \left(\int_{t_0}^{t_0+T_E} i_{xy}^2(t) R_C dt + \int_{T_E}^{T_E+T_P} 0 dt \right) = d_{xyz} i_{xy}^2 R_C \quad (3.27)$$

$$p_{ohm.xy} = a_{0ohm.xy} + a_{1ohm.xy}i_{xy} + a_{2ohm.xy}i_{xy}^2 \quad (3.28)$$

mit

$$\begin{aligned} a_{0/1ohm.xy} &= 0 \\ a_{2ohm.xy} &= (m d_{xy} R_C + R) \end{aligned} \quad (3.29)$$

3.4 GESAMTVERLUSTE DES DSCC ALS FUNKTION VON DEM Σ -STROM

3.4.1 POLYNOMIALE GESAMTVERLUSTFUNKTION

Die Gesamtverluste eines Zweigs $p_{tot.poly1.xy}$ bestehen aus den Durchlassverlusten $p_{cond.poly1.xy}$, den Schaltverlusten $p_{sw.xy}$ und den ohmschen Verlusten $p_{ohm.xy}$:

$$p_{tot.poly1.xy} = p_{cond.poly1.xy} + p_{sw.xy} + p_{ohm.xy} \quad (3.30)$$

Einsetzen von (3.8), (3.25) und (3.28) in (3.30) ergibt

$$p_{tot.poly1.xy} = a_{0tot.xy} + a_{1tot.xy}i_{xy} + a_{2tot.xy}i_{xy}^2 \quad (3.31)$$

mit

$$a_{0/1/2tot.poly1.xy} = a_{0/1/2cond..xy} + a_{0/1/2sw.xy} + a_{0/1/2ohm.xy} \quad (3.32)$$

Die Gesamtverluste einer Phase $p_{tot.y}$ sind somit gleich

$$p_{tot.poly1.y} = a_{0tot.poly1.py} + a_{0tot.poly1.ny} + a_{1tot.poly1.py}i_{py} + a_{1tot.poly1.ny}i_{ny} + a_{2tot.poly1.py}i_{py}^2 + a_{2tot.poly1.ny}i_{ny}^2 \quad (3.33)$$

und die gesamten Verluste im Stromrichter sind

$$p_{tot.poly1} = \sum_{y=1}^3 p_{tot.poly1.y} \quad (3.34)$$

Da die Optimierung der Gesamtverluste mit der α - und β -Komponente des Σ -Stromes erfolgen soll, muss (3.34) auf die Form $p_{tot.poly1} = f(i_{\Sigma\alpha}, i_{\Sigma\beta})$ gebracht werden. Dafür wird (2.26) nach $i_{\Sigma\alpha\beta 0}$ umgestellt und in (2.25) eingesetzt:

$$\begin{aligned} i_{p1} &= i_{\Sigma\alpha} + i_{\Sigma 0} + \frac{i_{a1}}{2} \\ i_{p2} &= -\frac{1}{2}i_{\Sigma\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\beta} + i_{\Sigma 0} + \frac{1}{2}i_{a2} \\ i_{p3} &= -\frac{1}{2}i_{\Sigma\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\beta} + i_{\Sigma 0} + \frac{1}{2}i_{a3} \\ i_{n1} &= i_{\Sigma\alpha} + i_{\Sigma 0} - \frac{1}{2}i_{a1} \\ i_{n2} &= -\frac{1}{2}i_{\Sigma\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\beta} + i_{\Sigma 0} - \frac{1}{2}i_{a2} \\ i_{n3} &= -\frac{1}{2}i_{\Sigma\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\beta} + i_{\Sigma 0} - \frac{1}{2}i_{a3} \end{aligned} \quad (3.35)$$

Wird (3.35) in (3.33) und das Ergebnis in (3.34) eingesetzt, lässt sich die Gesamtverlustfunktion des DSCC herleiten (s. Anhang A.5.1):

$$p_{tot.poly1} = a_{0.poly1} + a_{1\alpha.poly1}i_{\Sigma\alpha} + a_{2\alpha.poly1}i_{\Sigma\alpha}^2 + a_{1\beta.poly1}i_{\Sigma\beta} + a_{2\beta.poly1}i_{\Sigma\beta}^2 + a_{\alpha\beta.poly1}i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma\beta} \quad (3.36)$$

3.4.2 RATIONAL-POLYNOMIALE GESAMTVERLUSTFUNKTION

Bei der Beschreibung der Durchlassspannungen mit (3.10) ist eine Zweigleistung gleich

$$p_{tot.rat21.xy} = p_{cond.rat21.xy} + a_{0tot.rat21.xy} + a_{1tot.rat21.xy}i_{xy} + a_{2tot.rat21.xy}i_{xy}^2 \quad (3.37)$$

mit

$$a_{0/1/2tot.rat21..xy} = a_{0/1/2sw.xy} + a_{0/1/2ohm.xy} \quad (3.38)$$

$$p_{cond.rat21.xy} = p_{cond.rat21.py} + p_{cond.rat21.ny} \quad (3.39)$$

Die Gesamtverlustfunktion lässt sich somit wie folgt darstellen (Herleitung s. im Anhang A.5.1):

$$\begin{aligned} p_{tot.rat21} = & \sum_{y=1}^3 (p_{cond.rat21.py} + p_{cond.rat21.ny}) + a_{0.rat21} + a_{1\alpha.rat21} i_{\Sigma\alpha} \\ & + a_{2\alpha.rat21} i_{\Sigma\alpha}^2 + a_{1\beta.rat21} i_{\Sigma\beta} + a_{2\beta.rat21} i_{\Sigma\beta}^2 + a_{\alpha\beta.rat21} i_{\Sigma\alpha} i_{\Sigma\beta} \end{aligned} \quad (3.40)$$

4. MINIMIERUNG DER GESAMTVERLUSTFUNKTION

Sobald definiert, können die Gesamtverluste des DSCC (3.36) bzw. (3.40) als Funktion von $i_{\Sigma\alpha} = i_{\Sigma\text{opt}\alpha}$ und $i_{\Sigma\beta} = i_{\Sigma\text{opt}\beta}$ minimiert werden. Als freie Variable wird ein Σ -Strom $i_{\Sigma\text{opt}}$ den Zweigströmen überlagert:

$$i_{p/ny} = i_{\Sigma y} + i_{\Sigma\text{opt}y} \pm \frac{i_{ay}}{2}, \quad (4.1)$$

$$[i_{\Sigma\text{opt}1} \quad i_{\Sigma\text{opt}2} \quad i_{\Sigma\text{opt}3}]^T = [C][i_{\Sigma\alpha\text{opt}} \quad i_{\Sigma\beta\text{opt}} \quad 0]^T \quad (4.2)$$

Um passende Optimierungsverfahren einzusetzen, müssen die Eigenschaften der zu minimierenden Funktion untersucht werden. Der Einsatz von den meisten analytischen und numerischen Optimierungsverfahren setzt die Konvexität der Zielfunktion voraus. Nachgewiesene Konvexität lässt bei numerischen Verfahren freie Wahl des Startpunktes zu und sichert, dass das globale Minimum bzw. ein Punkt in seiner Nähe immer erreicht wird. Ist die Gesamtverlustfunktion nicht konvex, dann ist analytisch zu untersuchen, welches der lokalen Minima eventuell in jedem Zustand dem globalen Optimum entspricht. Ausgehend davon kann eventuell der richtige Startpunkt gesetzt werden. In diesem Abschnitt wird die Frage behandelt, welches Verfahren für die Optimierung der Gesamtverlustfunktion verwendet werden kann. Als Beispiele für die DSCC-Dimensionierung werden Stromrichterparameter aus dem Anhang A.4 (S. 89) herangezogen. Es wird zunächst angenommen, dass die Pulsfrequenz konstant ist.

4.1 EIGENSCHAFTEN DER GESAMTVERLUSTFUNKTION EINES IGBT-DSCC

Für die Analyse der Gesamtverlustfunktion muss eine Phasenverlustfunktion untersucht werden. Wird ihre Konvexität nachgewiesen, dann lässt sich bei identischen Phasenparametern eine Aussage über die Gesamtverlustfunktion treffen, denn die Summe von drei konvexen Phasenverlustfunktionen ist ebenfalls konvex [96].

Als praktisches Beispiel wird die Verlustfunktion eines DCSS-Designs (s. DSCC 1 im Anhang A.4 auf S. 89) untersucht. Abb. 20 zeigt beide Gesamtverlustapproximationen der Phase 2 für den betrachteten Stromrichter in Abhängigkeit von dem Strom $i_{\Sigma\alpha}$ bei $i_{\Sigma\beta} = 0$ und umgekehrt. Die Phasenverlustfunktion stellt eine Zusammensetzung von drei Parabeln dar, von denen in einem der drei möglichen Phasenzustände jeweils nur eine gilt. Das Einspeisen eines Kreisstromes $i_{\Sigma\alpha/\beta}$ kann dazu führen, dass sich ein Zweigstromvorzeichen und zur Folge auch die Parameter sowie die Gradienten der Verlustfunktion ändern.

Werden $i_{\Sigma\alpha}$ und $i_{\Sigma\beta}$ auf die x - und y -Achse gelegt, dann bilden die Punkte der Zweigstromnulldurchgänge gerade Linien (s. Abb. 21), deren Positionen in verschiedenen Zeitpunkten unterschiedlich sind. Verschiedene Ansätze zur Approximation der Durchlassspannungen beeinflussen die zu betrachtende Verlustfunktion stark. In dem Bereich zwischen den Stromnulldurchgangslinien in der Abb. 20 sind beide Approximationen zwar nahezu gleich. Allerdings kann das Gesamtfunktionsminimum in einem Bereich liegen, in dem beide Zweigströme einer Phase positiv bzw. negativ sind, wie das Beispiel in Abb. 21 zeigt. In solchen Bereichen sind die Abweichungen zwischen den verschiedenen Approximationsarten nicht unerheblich. Inkorrekt gewählte Approximation kann somit den Optimierungserfolg beeinträchtigen. Für MOSFET-Stromrichter ist die Näherung mit (3.36) meistens ausreichend und die Verwendung von (3.40) führt zu einem unnötig höheren Rechenaufwand. In einem IGBT-Stromrichter muss immer (3.40) verwendet werden.

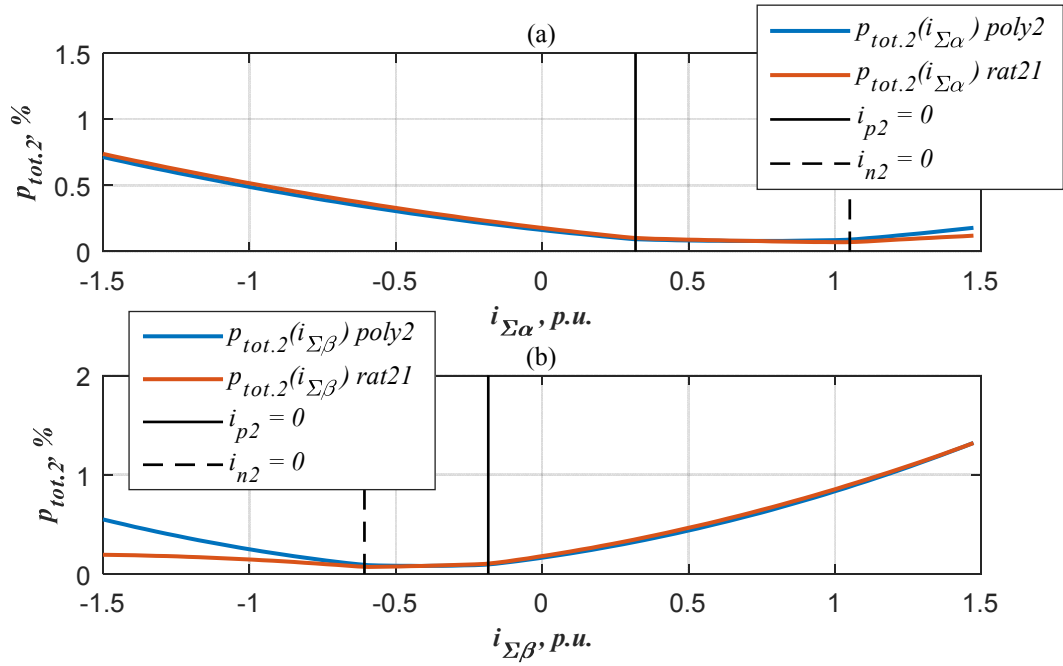


Abb. 20: Gesamtverluste der Phase 2 eines IGBT-DSCC bei $\omega_a t = \pi/12$.
 (a) Abhängigkeit von $i_{\Sigma\alpha}$ bei $i_{\Sigma\beta} = 0$. (b) Abhängigkeit von $i_{\Sigma\beta}$ bei $i_{\Sigma\alpha} = 0$. Poly1 und rat21 stehen für die Approximation der Durchlasseigenschaften nach (3.2) und (3.10).

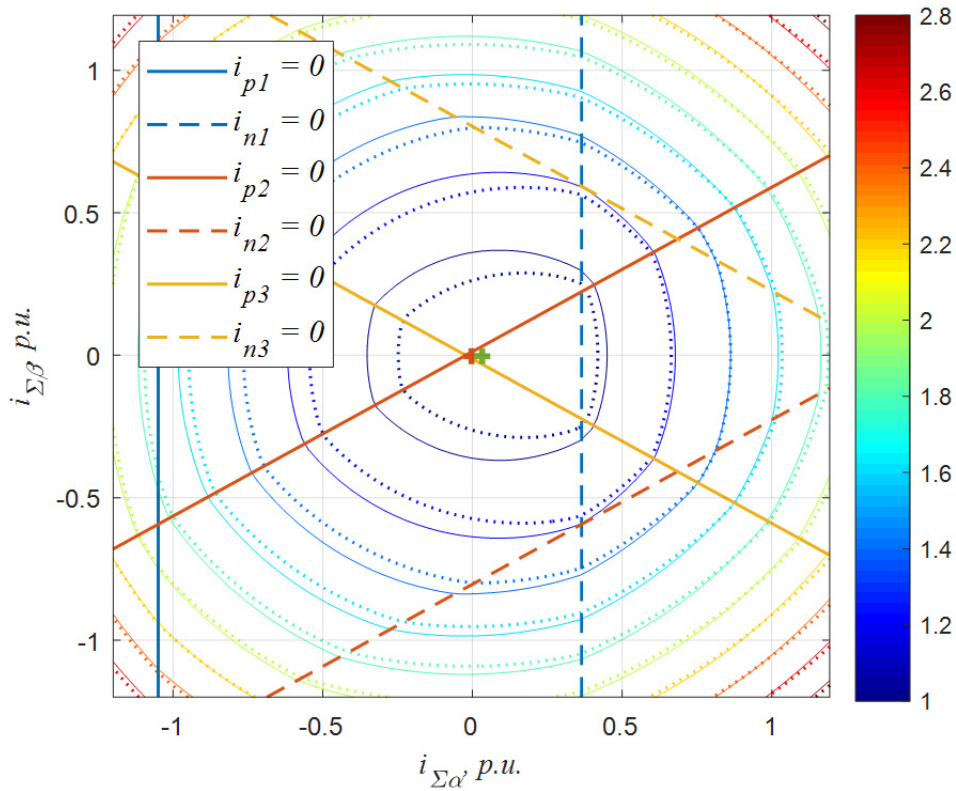


Abb. 21: Gesamtverlustfunktion (in %) eines IGBT-DSCC von $i_{\Sigma\alpha}$ und $i_{\Sigma\beta}$ bei $\omega_a t = \pi/12$. Durchgezogene Linien: polynomiale Verlustapproximation nach (3.36). Punktlinien: rationalgebrochene Approximation der Durchlassverluste nach (3.40). Grünes Kreuz: Minimum von (3.36), rotes Kreuz: Minimum von (3.40).

Die polynomiale Verlustfunktion der Phase 1 ist (s. Anhang A.5.1 auf S 92)

$$p_{tot.1} = a_{0p1} + a_{0n1} + (a_{1\alpha p1} + a_{1\alpha n1})i_{\Sigma\alpha} + (a_{2\alpha p1} + a_{2\alpha n1})i_{\Sigma\alpha}^2 \quad (4.3)$$

mit

$$\begin{aligned} a_{0p/n1} &= a_{0tot.p/n1} \pm a_{1tot.p/n1} \frac{1}{2} i_{ay} + a_{1tot.p/n1} i_{\Sigma 0} + a_{2tot.p/n1} i_{\Sigma 0}^2 \\ &\quad + \frac{1}{4} a_{2tot.p/n1} i_{ay}^2 \pm a_{2tot.p/n1} i_{\Sigma 0} i_{a1} \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$a_{1\alpha p/n1} = a_{1tot.p/n1} + 2a_{2tot.p/n1} i_{\Sigma 0} \pm a_{2tot.p/n1} i_{a1} \quad (4.5)$$

$$a_{2\alpha p/n1} = a_{2tot.p/n1} \quad (4.6)$$

Die Verluste der Phase 1 sind nur mit dem Strom $i_{\Sigma\alpha}$ beeinflussbar. Das Minimum von $p_{tot.1}$ wird erreicht bei

$$\begin{aligned} i_{\Sigma\alpha}|_{\min(p_{tot.1})} &= -\frac{a_{1\alpha p1} + a_{1\alpha n1}}{2(a_{2\alpha p1} + a_{2\alpha n1})} \\ &= -2i_{\Sigma 0} - \frac{(a_{1tot.p1} + a_{1tot.n1}) + i_{a1}(a_{2tot.p1} - a_{2tot.n1})}{2(a_{2tot.p1} + a_{2tot.n1})} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Je nach Kombination der Stromvorzeichen in den Zweigen p1 und n1 werden entsprechende Verlustkoeffizienten für die Bestimmung von $a_{0/1/2tot.p1}$ eingesetzt. Relevant für die Unimodalität von $p_{tot.1}$ sind die Koordinaten der Minima der drei Parabeln, aus denen sich $p_{tot.1}$ zusammensetzt (s. Abb. 20). Entscheidend für die Parameter der Verlustfunktion sind die Nulldurchgangspunkte von i_{p1} und i_{n1} , die von dem Strom $i_{\Sigma\alpha}$ abhängen:

$$i_{\Sigma\alpha}|_{i_{p1}=0} = -i_{\Sigma 0} - \frac{i_{a1}}{2} \quad (4.8)$$

$$i_{\Sigma\alpha}|_{i_{n1}=0} = -i_{\Sigma 0} + \frac{i_{a1}}{2} \quad (4.9)$$

Die Lösung von (4.8)-(4.9) für den stationären Zustand ($i_{a1} = \hat{i}_a \cos(\omega_a t - \varphi_a)$) ist

$$\omega_a t|_{i_{p/n1}=0} = \pm \arccos\left(\mp \frac{2i_{\Sigma\alpha}}{\hat{i}_a} \mp \frac{2i_{\Sigma 0}}{\hat{i}_a}\right) + \varphi_a \quad (4.10)$$

Gleichungen (4.8)-(4.9) werden in den nach (4.10) bestimmten Zeitpunkten von den Σ -Stromwerten $i_{\Sigma\alpha}|_{i_{p/n1}=0} = \mp 0,69 p.u.$ erfüllt. Um alle für einen Zeitpunkt möglichen Kombinationen der Zweigstromvorzeichen zu untersuchen ist es ausreichend, den Strom $i_{\Sigma\alpha}$ zwischen -1 und $1 p.u.$ zu variieren.

Sei $p_{tot.1++} = p_{tot.1}(i_{\Sigma\alpha}) \forall i_{p1} \geq 0, i_{n1} \geq 0$. Das Minimum von $p_{tot.1++}$ liegt dann in dem Gültigkeitsbereich der Funktion für positive i_{p1} und i_{n1} , wenn $i_{\Sigma\alpha}|_{\min(p_{tot.1})}$ größer als beide der Gleichungen (4.8) und (4.9) ist:

$$-i_{\Sigma 0} - \frac{(a_{1tot.p1+} + a_{1tot.n1+})}{2(a_{2tot.p1+} + a_{2tot.n1+})} \geq i_{a1} \left(\frac{(a_{2tot.p1+} - a_{2tot.n1+})}{2(a_{2tot.p1+} + a_{2tot.n1+})} - \frac{1}{2} \right) \quad (4.11)$$

$$-i_{\Sigma 0} - \frac{(a_{1tot.p1+} + a_{1totn1+})}{2(a_{2tot.p1+} + a_{2tot.n1+})} \geq i_{a1} \left(\frac{(a_{2tot.p1+} - a_{2totn1+})}{2(a_{2tot.p1+} + a_{2tot.n1+})} + \frac{1}{2} \right) \quad (4.12)$$

Die rationalen Terme nehmen nach dem Einsetzen von Gleichungen für die Koeffiziente $a_{1tot.p/n1}$ bei positiven i_{p1} und i_{n1} in (4.11)-(4.12) die Form

$$-\frac{(a_{1tot.p1+} + a_{1totn1+})}{2(a_{2tot.p1+} + a_{2tot.n1+})} = -\frac{(d_{p1} + d_{n1})(u_{0S1-} - u_{0S2+}) + 2u_{0S2+} + 2f_p(a_{1EonS2} + a_{1EoffS2} + a_{1ErrS1})}{2\left((d_{p1} + d_{n1})(R_{S1-} - R_{S2+} + R_C) + 2R_{S2+} + 2f_p(a_{2EonS2} + a_{2EoffS2} + a_{2ErrS1}) + \frac{2R}{m}\right)} \quad (4.13)$$

$$\frac{(a_{2tot.p1+} - a_{2totn1+})}{2(a_{2tot.p1+} + a_{2tot.n1+})} = \frac{(d_{p1} - d_{n1})(R_{S1-} - R_{S2+} + R_C)}{2\left((d_{p1} + d_{n1})(R_{S1-} - R_{S2+} + R_C) + 2R_{S2+} + 2f_p(a_{2EonS2} + a_{2EoffS2} + a_{2ErrS1}) + \frac{2R}{m}\right)} \quad (4.14)$$

Unter Beachtung von (4.13)-(4.14) werden die Ungleichungen (4.11)-(4.12) am Beispiel des betrachteten Stromrichterdesigns analysiert. Im Wechselrichtermodus ist $i_{\Sigma 0}$ positiv, i_{a1} variiert zwischen $\pm \hat{i}_a$. Die Summe $d_{p1} + d_{n1}$ ist immer gleich eins und die Differenz $d_{p1} - d_{n1}$ kann in Extremfällen ± 1 betragen. Die Variation von Kombinationen der Extremwerte von i_{a1} und $d_{p1} - d_{n1}$ führt zu den Werten, die in der Tabelle 2 eingetragen sind. In jedem Zustand ist mindestens eine der Ungleichungen nicht erhalten. Das Nichterhalten einer der Ungleichungen bedeutet, dass die Einspeisung eines mit den Parametern aus (4.13)-(4.14) bestimmten Stromes $i_{\Sigma \alpha} |_{\min(p_{tot.1})}$, was dazu führen würde, dass sich das Stromvorzeichen des zu der Ungleichung gehörenden Zweiges ändert. Das Extremum der die Funktion $p_{tot.1++}$ beschreibenden Parabel befindet sich somit immer außerhalb des Gültigkeitsbereiches von $p_{tot.1++}$. In nahezu allen Fällen liegt das Optimum von $p_{tot.1++}$ in dem Gültigkeitsbereich der Funktion $p_{tot.1+-} = p_{tot.1}(i_{\Sigma \alpha}) \forall i_{p1} \geq 0, i_{n1} < 0$ (Gleichrichtermodus, Zeilen 3 und 4) bzw. $p_{tot.1-+} = p_{tot.1}(i_{\Sigma \alpha}) \forall i_{p1} < 0, i_{n1} \geq 0$ (beide Modi, Zeilen 1 und 2 sowie Zeile 4 des Wechselrichtermodus).

Tabelle 2: Extremwerte der linken und rechten Seite von (4.11)-(4.12) mit Koeffizienten für positive Zweigströme. Mit Grün sind Fälle markiert, in denen die Ungleichungen erfüllt werden.

			Wechselrichterbetrieb ($\varphi_a = 0$)				Gleichrichterbetrieb ($\varphi_a = \pi$)			
$i_{\Sigma 0},$ p. u.	$i_{a1},$ p. u.	$d_{p1} - d_{n1}$	(4.11)		(4.12)		(4.11)		(4.12)	
			linke Seite	rechte Seite	linke Seite	rechte Seite	linke Seite	rechte Seite	linke Seite	rechte Seite
0,34	$\sqrt{2}$	1	-0,57	-0,79	-0,57	0,52	0,11	-0,79	0,11	0,52
		-1	-0,57	-0,62	-0,57	0,89	0,11	-0,62	0,11	0,89
	$-\sqrt{2}$	1	-0,57	0,79	-0,57	-0,52	0,11	0,79	0,11	-0,52
		-1	-0,57	0,62	-0,57	-0,89	0,11	0,62	0,11	-0,89

Sind i_{p1} und i_{n1} negativ, dann werden die Phasenverluste durch die Funktion $p_{tot.1--} = p_{tot.1}(i_{\Sigma\alpha}) \forall i_{p1} < 0, i_{n1} < 0$ beschrieben. Das Extremum von $p_{tot.1--}$ liegt in dem Bereich mit $i_{p1} < 0, i_{n1} < 0$, wenn gilt

$$-i_{\Sigma 0} - \frac{(a_{1tot.p1-} + a_{1tot.n1-})}{2(a_{2tot.p1-} + a_{2tot.n1-})} < i_{a1} \left(\frac{(a_{2tot.p1-} - a_{2tot.n1-})}{2(a_{2tot.p1-} + a_{2tot.n1-})} - \frac{1}{2} \right) \quad (4.15)$$

$$-i_{\Sigma 0} - \frac{(a_{1tot.p1-} + a_{1tot.n1-})}{2(a_{2tot.p1-} + a_{2tot.n1-})} < i_{a1} \left(\frac{(a_{2tot.p1-} - a_{2tot.n1-})}{2(a_{2tot.p1-} + a_{2tot.n1-})} + \frac{1}{2} \right) \quad (4.16)$$

die rationalen Terme von (4.15)-(4.16) sind gleich

$$\begin{aligned} & -\frac{(a_{1tot.p1-} + a_{1tot.n1-})}{2(a_{2tot.p1-} + a_{2tot.n1-})} \\ &= -\frac{-(d_{p1} + d_{n1})(u_{0S1+} - u_{0S2-}) - 2u_{0S2-} - 2f_p(a_{1EonS1} + a_{1EoffS1} + a_{1ErrS2})}{2\left((d_{p1} + d_{n1})(R_{S1+} - R_{S2-} + R_C) + 2R_{S2-} + 2f_p(a_{2EonS1} + a_{2EoffS1} + a_{2ErrS2}) + \frac{2R}{m}\right)} \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} & \frac{(a_{2tot.p1-} - a_{2tot.n1-})}{2(a_{2tot.p1-} + a_{2tot.n1-})} = \\ &= \frac{(d_{p1} + d_{n1})(R_{S1+} - R_{S2-} + R_C)}{2\left((d_{p1} + d_{n1})(R_{S1+} - R_{S2-} + R_C) + 2R_{S2-} + 2f_p(a_{2EonS1} + a_{2EoffS1} + a_{2ErrS2}) + \frac{2R}{m}\right)} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Das Einsetzen von (4.17)-(4.18) in (4.15)-(4.16) und eine Analyse der Extremfälle analog zu $p_{tot.1++}$ (Tabelle 3) führen zu dem Ergebnis, dass das sich Extremum von $p_{tot.1--}$ außerhalb des Gültigkeitsbereiches dieser Funktion befindet.

Tabelle 3: Extremwerte der linken und rechten Seite von (4.15)-(4.16) mit Koeffizienten für negative Zweigströme. Mit Grün sind Fälle markiert, in denen die Ungleichungen erfüllt werden.

		Wechselrichterbetrieb ($\varphi_a = 0$)				Gleichrichterbetrieb ($\varphi_a = \pi$)			
$i_{\Sigma 0},$ $p. u.$	$i_{a1},$ $p. u.$	(4.15)		(4.16)		(4.15)		(4.16)	
		linke Seite	rechte Seite	linke Seite	rechte Seite	linke Seite	rechte Seite	linke Seite	rechte Seite
0,34	$\sqrt{2}$	-0,11	-0,49	-0,11	0,92	0,57	-0,50	0,57	0,92
		-0,11	-0,92	-0,11	0,49	0,57	-0,92	0,57	0,49
	$-\sqrt{2}$	-0,11	0,49	-0,11	-0,92	0,57	0,50	0,57	-0,92
		-0,11	0,92	-0,11	-0,49	0,57	0,92	0,57	-0,49

Der Gültigkeitsbereich der Funktion $p_{tot.1+-} = p_{tot.1}(i_{\Sigma\alpha}) \forall i_{p1} \geq 0, i_{n1} < 0$ wird definiert als

$$-i_{\Sigma 0} - \frac{(a_{1tot.p1+} + a_{1tot.n1+})}{2(a_{2tot.p1+} + a_{2tot.n1+})} \geq i_{a1} \left(\frac{(a_{2tot.p1+} - a_{2tot.n1+})}{2(a_{2tot.p1+} + a_{2tot.n1+})} - \frac{1}{2} \right) \quad (4.19)$$

$$-i_{\Sigma 0} - \frac{(a_{1tot.p1-} + a_{1totn1-})}{2(a_{2tot.p1-} + a_{2tot.n1-})} < i_{a1} \left(\frac{(a_{2tot.p1-} - a_{2totn1-})}{2(a_{2tot.p1-} + a_{2tot.n1-})} + \frac{1}{2} \right) \quad (4.20)$$

und die Funktion $p_{tot.1-+} = p_{tot.1}(i_{\Sigma\alpha}) \forall i_{p1} < 0, i_{n1} \geq 0$ gilt für den folgenden Bereich

$$-i_{\Sigma 0} - \frac{(a_{1tot.p1-} + a_{1totn1-})}{2(a_{2tot.p1-} + a_{2tot.n1-})} < i_{a1} \left(\frac{(a_{2tot.p1-} - a_{2totn1-})}{2(a_{2tot.p1-} + a_{2tot.n1-})} - \frac{1}{2} \right) \quad (4.21)$$

$$-i_{\Sigma 0} - \frac{(a_{1tot.p1+} + a_{1totn1+})}{2(a_{2tot.p1+} + a_{2tot.n1+})} \geq i_{a1} \left(\frac{(a_{2tot.p1+} - a_{2totn1+})}{2(a_{2tot.p1+} + a_{2tot.n1+})} + \frac{1}{2} \right) \quad (4.22)$$

Die Werte der linken und rechten Seiten von (4.19)-(4.20) und (4.21)-(4.22) sind entsprechend in Tabelle 4 und Tabelle 5 eingetragen.

Tabelle 4: Extremwerte der linken und rechten Seite von (4.19)-(4.20) mit Koeffizienten für negative Zweigströme. Mit Grün sind Fälle markiert, in denen die Ungleichungen erfüllt werden.

			Wechselrichterbetrieb ($\varphi_a = 0$)				Gleichrichterbetrieb ($\varphi_a = \pi$)			
$i_{\Sigma 0}$, p. u.	i_{a1} , p. u.	$d_{p1} - d_{n1}$	(4.19)		(4.20)		(4.19)		(4.20)	
			linke Seite	rechte Seite	linke Seite	rechte Seite	linke Seite	rechte Seite	linke Seite	rechte Seite
0,34	1	1	-0,57	-0,79	-0,11	0,92	0,11	-0,79	0,57	0,91
		-1	-0,57	-0,62	-0,11	0,50	0,11	-0,62	0,57	0,50
	-1	1	-0,57	0,79	-0,11	-0,92	0,11	0,79	0,57	-0,92
		-1	-0,57	0,62	-0,11	-0,50	0,11	0,62	0,57	-0,50

Tabelle 5: Extremwerte der linken und rechten Seite von (4.21)-(4.22) mit Koeffizienten für negative Zweigströme. Mit Grün sind Fälle markiert, in denen die Ungleichungen erfüllt werden.

			Wechselrichterbetrieb ($\varphi_a = 0$)				Gleichrichterbetrieb ($\varphi_a = \pi$)			
$i_{\Sigma 0}$, p. u.	i_{a1} , p. u.	$d_{p1} - d_{n1}$	(4.21)		(4.22)		(4.21)		(4.22)	
			linke Seite	rechte Seite	linke Seite	rechte Seite	linke Seite	rechte Seite	linke Seite	rechte Seite
0,34	1	1	-0,11	-0,50	-0,57	0,52	0,57	-0,50	0,11	0,52
		-1	-0,11	-0,92	-0,57	0,90	0,57	-0,92	0,11	0,90
	-1	1	-0,11	0,50	-0,57	-0,51	0,57	0,50	0,11	-0,52
		-1	-0,11	0,92	-0,57	-0,90	0,57	0,92	0,11	-0,90

Aus der Analyse von (4.11)-(4.18) folgt, dass sich das Optimum der Phasenverlustfunktion $p_{tot.1}$ nie in einem Bereich befindet, wo beide Zweigströme positiv bzw. negativ sind. Diese Bereiche

sind in Abb. 20 rechts und links platziert und durch die Zweigstromnulldurchgangslinien abgetrennt. Diese Linien bewegen sich im Verlauf einer Wechselspannungsperiode nach einem Kosinusgesetz um die Mitte des Abschnittes zwischen ihnen (s. Gl. (4.8)-(4.9)).

Die Analyse von (4.19)-(4.22) ergab Zustände, in denen das Minimum einer der Funktionen $p_{tot.1+-}$, $p_{tot.1-+}$ dem Minimum der Phasenverlustfunktion entspricht. In manchen Zuständen (z.B. Zeile 2 des Gleichrichterbetriebs der Tabelle 4) führt der die Funktion $p_{tot.1+-}$ minimierende Strom $i_{\Sigma\alpha}|_{\min(p_{tot.1+-})}$ in den Gültigkeitsbereich Funktion $p_{tot.1++}$. In dem gleichen Zustand ergibt die Optimierung der Funktion $p_{tot.1++}$ einen Strom $i_{\Sigma\alpha}|_{\min(p_{tot.1++})}$, der in den Gültigkeitsbereich der Funktion $p_{tot.1+-}$ führt (s. Zeile 2 des Gleichrichterbetriebs in der Tabelle 2).

In solchen Zuständen befindet sich das Phasenverlustminimum an dem Punkt, in dem ein Zweigstrom (in dem oben genannten Beispiel der Strom i_{n1}) gleich null ist. Im Anhang A.5.4 (S. 102) ist derartige Funktionsverhalten am Beispiel der Phase 2 graphisch dargestellt. Diese Funktionseigenschaft führt zu hoher Komplexität einer analytischen Minimierung, besonders wenn viele unterschiedliche Betriebszustände berücksichtigt werden sollen. Aus diesem Grunde werden numerische Verfahren in Betracht gezogen. Bei numerischer Minimierung mit gradientenbasierten Verfahren ist eine Schrittweitenkontrolle nötig, z.B. mit der Armijo-Regel.

Aus den oben genannten Funktionseigenschaften lässt sich auch schließen, dass die Phasenverlustfunktion $p_{tot.1}$ in allen Betriebszuständen konvex ist. Beide Approximationen der Gesamtverlustfunktion können mit gutem Erfolg durch iterative Algorithmen minimiert werden. Mit numerischen Verfahren können für eine genauere Bestimmung der Zielfunktion komplexere Schaltermodelle eingesetzt werden. Ein weiterer Vorteil ist die Möglichkeit einer Optimierung in jedem, auch nichtstationärem Zustand. Nachteilig ist bei numerischen Verfahren ein relativ hoher Rechenaufwand wenn die Echtzeitoptimierung ins Visier genommen wird. Bei einer konvexen Zielfunktion ist Konvergenz eines numerischen Verfahrens gegen das (globale) Minimum zu erwarten, wobei die Gradientensprünge an den Zweigstromnulldurchgängen unter Umständen für zusätzliche Iterationsschritte sorgen können.

Das Gradientenverfahren ist sehr einfach und kann aufgrund seiner Bekanntheit als Vergleichsreferenz für andere Algorithmen dienen, in Bezug auf die Konvergenzgeschwindigkeit und den Rechenbedarf. Auf Basis des Gradientenverfahrens wurden einige komplexere Algorithmen entwickelt, um höhere Konvergenzordnungen zu erreichen. Das Newton-Verfahren hat in der Ursprungsform eine höhere Konvergenzordnung als das Gradientenverfahren und hat ebenfalls mehrere Modifikationen [96]. Der Downhill-Simplex-Algorithmus ist im Vergleich zu den gradientenbasierten Algorithmen einfach und z.B. für Funktionen mit unstetigen Gradienten besser einsetzbar. Gleichzeitig ist dieser Algorithmus stabil und schnell [97].

4.2 HEURISTISCHE OPTIMIERUNG

Um eine Basis für die Bewertung der Genauigkeit von den Optimierungsverfahren zu bilden, wird die Verlustfunktion zunächst heuristisch minimiert. Für jede Kombination der Kreisstromkomponenten $i_{\Sigma opta}$, $i_{\Sigma optb}$ werden aus jeweils einem Satz $[i_{\Sigma optmin}, (i_{\Sigma optmin} + s), \dots, i_{\Sigma optmax}]^n$ mit $s = (i_{\Sigma optmax} - i_{\Sigma optmin})/(n - 1)$ als Schrittweite die Gesamtverluste berechnet. Aus den resultierenden n^2 Werten wird das Minimum ausgesucht und zusammen mit den dazugehörigen Werten von $i_{opt\Sigma\alpha}$ und $i_{\Sigma optb}$ gespeichert. Die Genauigkeit des Verfahrens hängt lediglich von der Schrittweite ab.

Abb. 22 zeigt den Verlauf der Zweigspannungen, der Zweigströme und der Zweigenergien bei Betrieb ohne Kreisstrom mit $\cos(\varphi_a) = 1$.

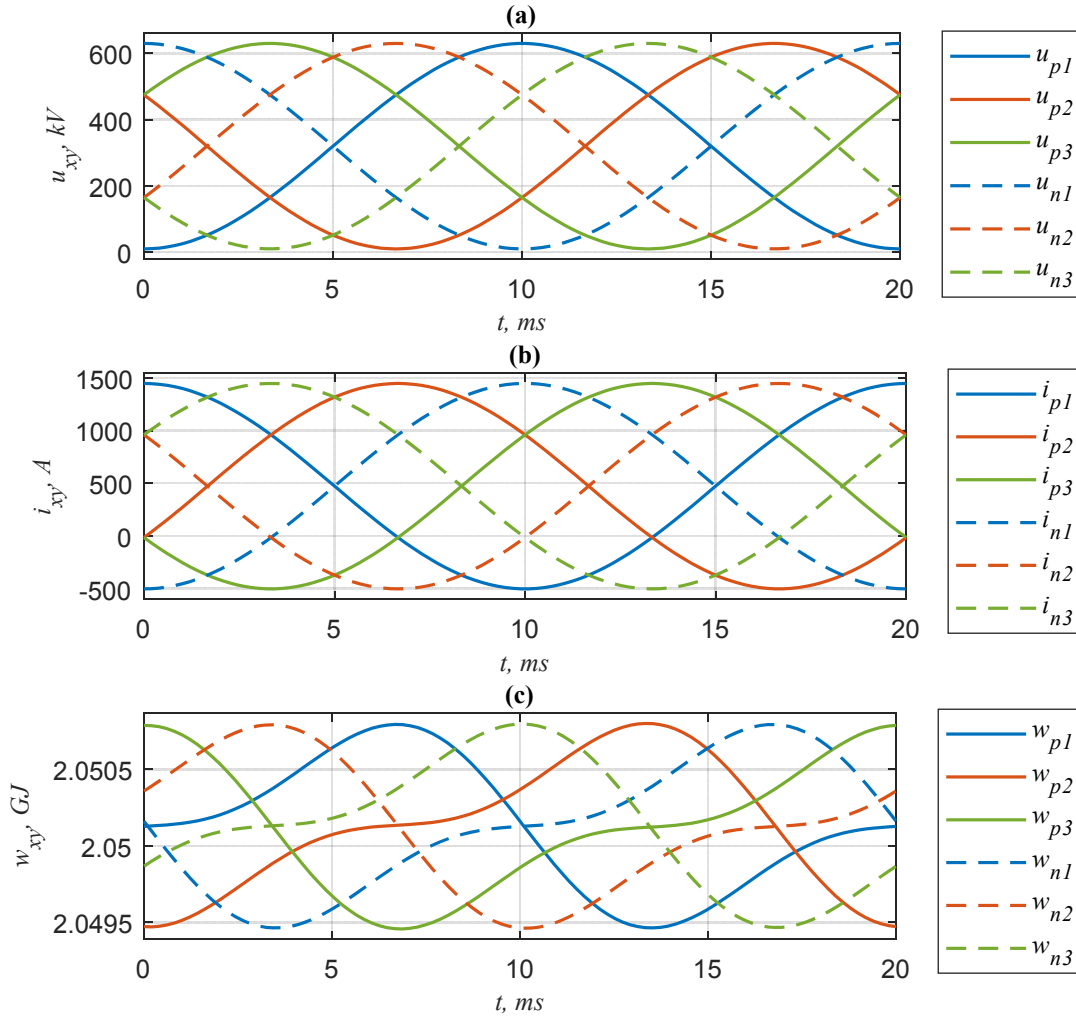


Abb. 22: Betrieb des DSCC ohne Kreisstrom (analytisches Modell). (a): Zweigspannungen. (b): Zweigströme. (c) Zweigenergien.

Da die rational-gebrochene Approximation der Durchlassverluste eine genauere Spannungsnachbildung liefert (s. Anhang A.4 auf S. 89), wird davon ausgegangen, dass sie genauer ist. Die Zweigströme und Zweigenergien bei einer Minimierung der Gesamtverlustfunktion mit rational-gebrochener Funktion für die Durchlassverluste sind in Abb. 23(a)-(b) dargestellt. Der Zweigspitzenstrom ist nach der Optimierung um 5 % gestiegen und der Energierippel sank um etwa 30 %. Abb. 23(c) zeigt den Zeitverlauf der Gesamtverlustfunktion (3.40) vor und nach einer heuristischen Optimierung. Die mittleren Verluste über eine Wechselspannungsperiode betragen entsprechend 0,8987 und 0,8770 %. Das entspricht einer Reduktion der Verluste um 2,4112 %. In Abb. 58 (Anhang A.6.1 auf S. 103) sind Ergebnisse der heuristischen Minimierung von (3.36) dargestellt.

Die prozentuelle Verlustreduktion ist mit der Dimensionierung und der Gesamteffizienz des Stromrichters verbunden. Für die DSCC-Dimensionierungen 2 und 3 beträgt die analytisch ermittelte Ersparnis bei heuristischer Minimierung von (3.40) entsprechend 2,8131 und 0,2154 % (s. Anhang A.6.2 auf S. 104 und Anhang A.6.3 auf S. 106).

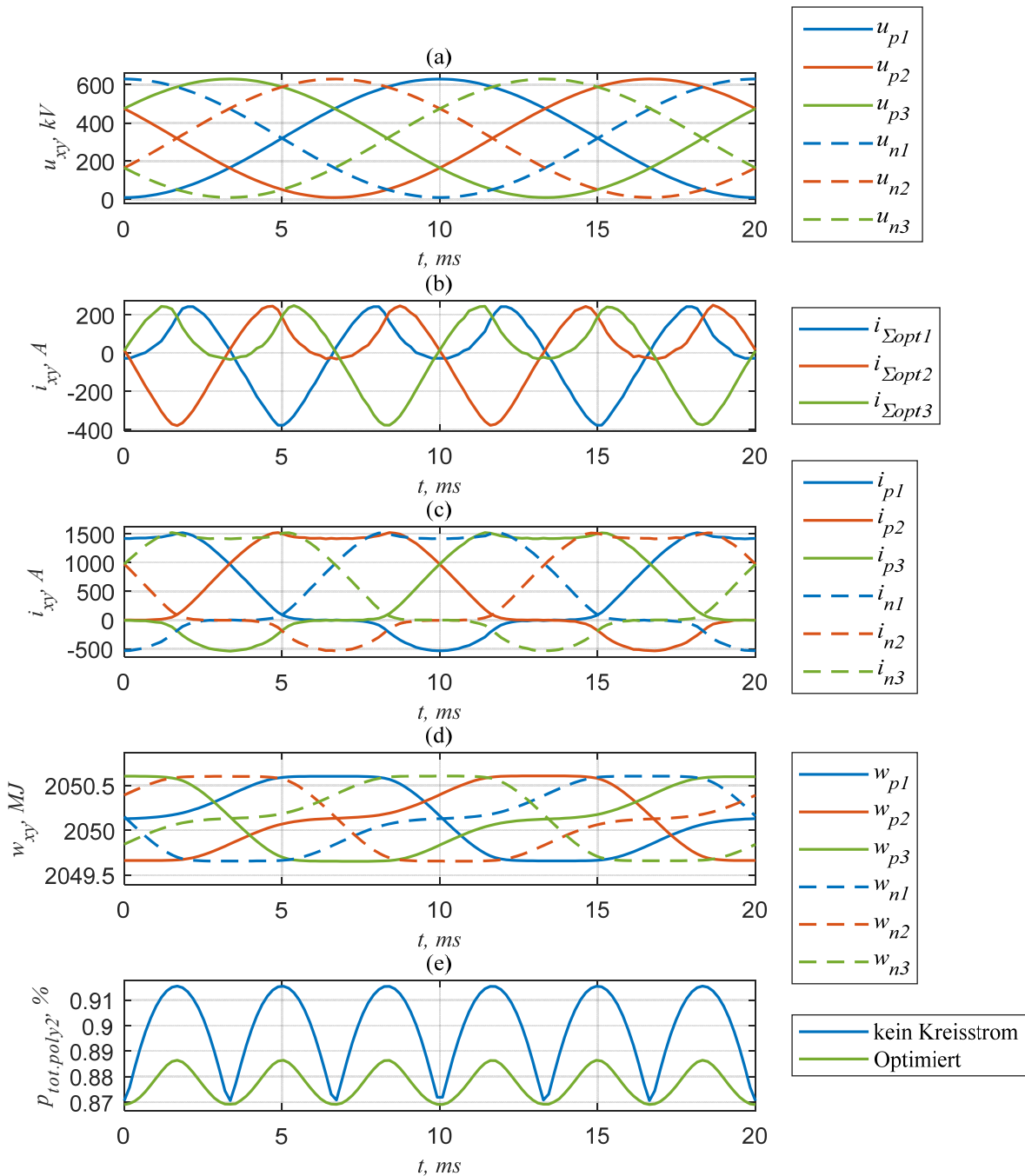


Abb. 23: Minimierung der Funktion (3.40) für den DSCC 1. (a): Zweigspannungen. (b): Kreisströme (c): Zweigströme. (d): Zweigenergien. (e): Gesamtverluste ohne und mit Optimierung. Mittlere Verluste über die Periode: 0,90 und 0,88 % (Verlustreduktion um 2,41 %).

4.3 GRADIENTENVERFAHREN

Bei dem Gradientenverfahren wird der Variablenvektor $i_{\Sigma(k+1)}$ für die nächste Iteration anhand des Variablenvektors $i_{\Sigma(k)}$ und des Funktionsgradienten $g_{(k)}$ in dem aktuellen Iterationsschritt (k) , $k > 0$ bestimmt:

$$[i_{\Sigma}]_{(k+1)} = [i_{\Sigma}]_{(k)} - \alpha_{(k)} [g]_{(k)} \quad (4.23)$$

Der Gradient von $p_{tot.poly1}$ gleich

$$\begin{aligned} [g_{poly1}]_{(k)} &= \begin{bmatrix} 2a_{2\alpha.poly1} & a_{\alpha\beta.poly1} \\ a_{\alpha\beta.poly1} & 2a_{2\beta.poly1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\Sigma\alpha(k)} \\ i_{\Sigma\beta(k)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -a_{1\alpha.poly1} & 0 \\ 0 & -a_{1\beta.poly1} \end{bmatrix} \\ &= [Q_{poly1}] [i_{\Sigma}]_{(k)} - [B_{poly1}] \end{aligned} \quad (4.24)$$

Im Falle einer bekannten quadratischen Zielfunktion kann die optimale Schrittweite für das Gradientenverfahren analytisch bestimmt werden [96]. Für die Gesamtverlustfunktion (3.36), die neben einer Funktion 2. Ordnung von i_{Σ} zusätzlich das Produkt $i_{\Sigma\alpha} i_{\Sigma\beta}$ aufweist, ist $\alpha_{(k)}$ gleich (s. Herleitung im Anhang A.5.2)

$$\alpha_{(k)} = \frac{[g_{poly1}]_{(k)}^T [g_{poly1}]_{(k)}}{[g_{poly1}]_{(k)}^T [Q_{poly1}] [g_{poly1}]_{(k)}} \quad (4.25)$$

Die Schrittweite nach (4.25) kann in Stromrichtern mit stark ausgeprägten quadratischen Koeffizienten verwendet werden. Bei anderen Funktionen kann eine Feste Schrittweite verwendet werden.

Der Gradient von $p_{tot.rat21}$ wird bestimmt als

$$\begin{aligned} [g]_{(k)} &= \sum_{y=1}^3 \left([g_{cond.rat21.py}]_{(k)} + [g_{cond.rat21.ny}]_{(k)} \right) \\ &\quad + \begin{bmatrix} 2a_{2\alpha.rat21} & a_{\alpha\beta.rat21} \\ a_{\alpha\beta.rat21} & 2a_{2\beta.rat21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\Sigma\alpha(k)} \\ i_{\Sigma\beta(k)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -a_{1\alpha.rat21} & 0 \\ 0 & -a_{1\beta.rat21} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.26)$$

Die Gleichungen für die Gradienten der Zweigfunktionen für die Durchlassverluste sind dem Anhang A.4 beigelegt. Sowohl bei der Schrittweite nach (4.25) als auch bei fester Schrittweite kann sich bei einem Iterationsschritt ein Zweigstromvorzeichen ändern (s. Abschnitt 4.1). Aus diesem Grund muss in jedem Zustand geprüft werden, ob mit $\alpha_{(k)}$ eine tatsächliche Reduzierung der Zielfunktion erreicht wird. Ein Instrument dafür ist der Armijo-Test [96]:

$$p_{tot}([i_{\Sigma}]_{(k)} - \alpha_{(k)} [g]_{(k)}) \leq p_{tot}([i_{\Sigma}]_{(k)} - \varepsilon \alpha_{(k)} [g]_{(k)}) \quad (4.27)$$

mit $0 < \varepsilon < 1$. Wird (4.27) nicht erfüllt, dann ist der Kreisstrom $[i_{\Sigma}]_{(k+1)}$ für die nächste Iteration gleich

$$[i_{\Sigma}]_{(k+1)} = [i_{\Sigma}]_{(k)} - \varepsilon \alpha_{(k)} [g]_{(k)} \quad (4.28)$$

Die Schrittweite für die Minimierung von $p_{tot.rat21}$ wird auf einen Anfangswert von 0,2 gesetzt und mittels (4.27) kontrolliert und ggf. angepasst.

Der Ablauf einer Iteration ist in Abb. 24(a) dargestellt. Bei Nichterfüllung des Armijo-Tests wird die Schrittweite um den Faktor ε von z.B. 0,1 reduziert. Die Abbruchbedingungen sind das Erreichen der maximal zulässigen Iterationsanzahl oder die Unterschreitung des Abbruchgradienten.

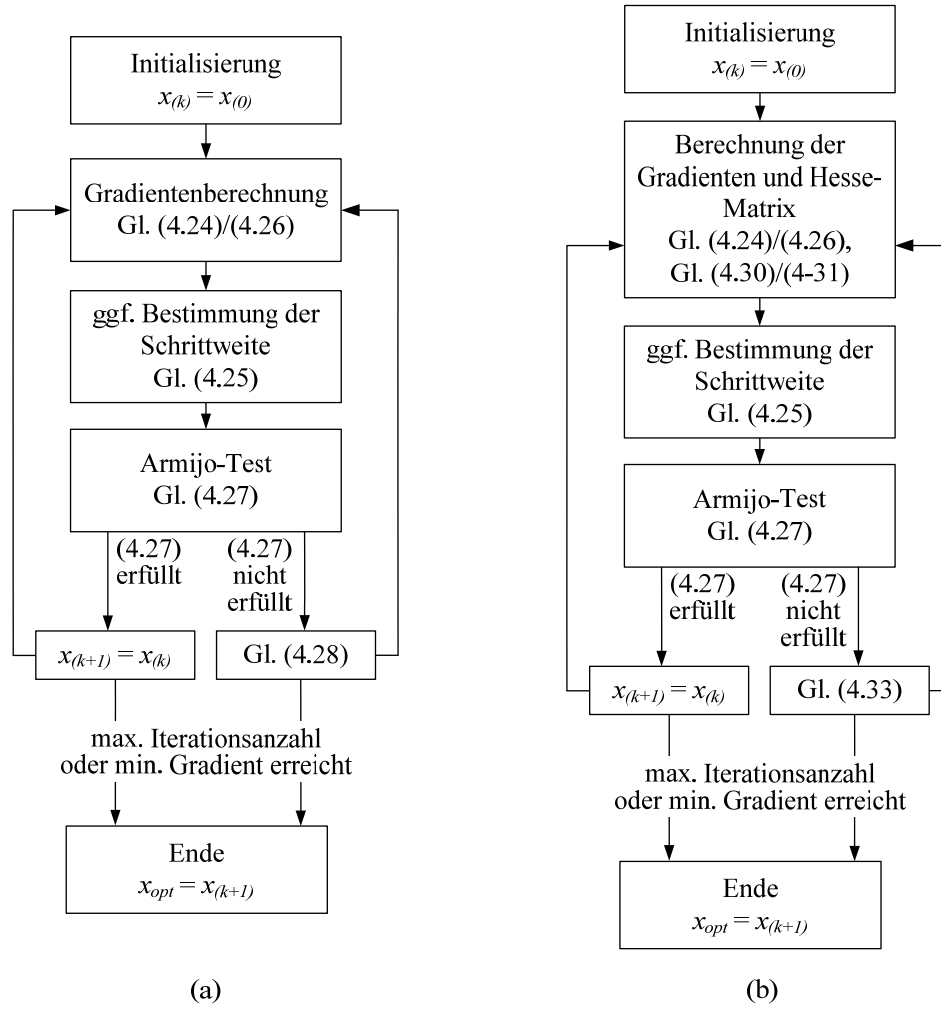


Abb. 24: Ablauf einer Iteration. (a): Gradientenverfahren. (b): Newton-Verfahren.

4.4 NEWTON-VERFAHREN

Das Newton-Verfahren verwendet die erste und zweite Ableitung der Zielfunktion:

$$[i_{\Sigma}]_{(k+1)} = [i_{\Sigma}]_{(k)} - [H]_{(k)}^{-1}[g]_{(k)} \quad (4.29)$$

mit $[H]_{(k)}$ als Hesse-Matrix der Zielfunktion. Die Hesse-Matrizen für $p_{tot.poly1}$ und $p_{tot.rat21}$ sind entsprechend (Herleitung im Anhang A.4)

$$[H_{poly1}]_{(k)} = \begin{bmatrix} 2a_{2\alpha.poly1} & a_{\alpha\beta.poly1} \\ a_{\alpha\beta.poly1} & 2a_{2\beta.poly1} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

$$[H_{rat21}]_{(k)} = \begin{bmatrix} 2a_{2\alpha.rat21} & a_{\alpha\beta.rat21} \\ a_{\alpha\beta.rat21} & 2a_{2\beta.rat21} \end{bmatrix} + \sum_{y=1}^3 \left(\begin{bmatrix} \frac{\partial p_{cond.rat21.py}^2}{\partial^2 i_{\Sigma\alpha}} & \frac{\partial p_{cond.rat21.py}^2}{\partial i_{\Sigma\alpha} \partial i_{\Sigma\beta}} \\ \frac{\partial p_{cond.rat21.py}^2}{\partial i_{\Sigma\beta} \partial i_{\Sigma\alpha}} & \frac{\partial p_{cond.rat21.py}^2}{\partial^2 i_{\Sigma\beta}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\partial p_{cond.rat21.ny}^2}{\partial^2 i_{\Sigma\alpha}} & \frac{\partial p_{cond.rat21.ny}^2}{\partial i_{\Sigma\alpha} \partial i_{\Sigma\beta}} \\ \frac{\partial p_{cond.rat21.ny}^2}{\partial i_{\Sigma\beta} \partial i_{\Sigma\alpha}} & \frac{\partial p_{cond.rat21.ny}^2}{\partial^2 i_{\Sigma\beta}} \end{bmatrix} \right) \quad (4.31)$$

Eine quadratische Funktion wird (unter der Annahme der präzisen Gradientenbestimmung) in einem Schritt minimiert. Bei Funktionen höherer Ordnung wird ihre quadratische Näherung minimiert. Die Schrittweite des Verfahrens kann mit einem Armijo-ähnlichen Test kontrolliert werden:

$$p_{tot}([i_{\Sigma}]_{(k)} - \alpha_{(k)}[g]_{(k)}) \leq p_{tot}([i_{\Sigma}]_{(k)} - \varepsilon[\alpha_{(k)}]^T ([H]_{(k)}^{-1}[g]_{(k)})) \quad (4.32)$$

mit $[\alpha_{(k)}]^T = [1 \quad 1]$. Bei Nichterfüllung von (4.32) ist $[i_{\Sigma}]_{(k+1)}$ gleich

$$[i_{\Sigma}]_{(k+1)} = [i_{\Sigma}]_{(k)} - \varepsilon[\alpha_{(k)}]^T ([H]_{(k)}^{-1}[g]_{(k)}) \quad (4.33)$$

Abb. 24(b) zeigt den Ablauf einer Iteration beim Newton-Verfahren. Unterschiedlich von dem Gradientenverfahren sind die Schrittweite und der Schrittweitentest. Die Abbruchbedingungen sind ähnlich.

4.5 NELDER-MEAD-ALGORITHMUS (DOWNHILL-SIMPLEX-VERFAHREN)

Der Nelder-Mead-Algorithmus, auch Downhill-Simplex-Verfahren genannt, gehört zu der Familie von direkten Algorithmen. Er nutzt keine Funktionsgradienten, sondern die Werte der (n) -dimensionalen Zielfunktion an den Ecken eines $(n + 1)$ -dimensionalen Polytopen (Simplex). In dem Fall $p_{tot} = f([i_{\Sigma\alpha} \quad i_{\Sigma\beta}]^T)$ ist das Simplex ein Dreieck, dessen Eckpunkte auf der dreidimensionalen Oberfläche der Funktion p_{tot} liegen [97].

- Schritt 1: Sortierung

In dem ersten Schritt werden die Punkte des Simplex sortiert und mit Indizes versehen, sodass $f(x_1)$ und $f(x_n)$ entsprechend der kleinste und der größte Funktionswerte sind:

$$f(x_1) \leq f(x_2) \leq f(x_3) \quad (4.34)$$

und ein mittlerer Wert des Simplex ermittelt:

$$\bar{x} = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 x_i \quad (4.35)$$

- Schritt 2: Reflektion

In diesem Schritt wird der auf der Hüllfläche der Zielfunktion f höchstgelegene Eckpunkt x_3 des Simplex mit dem Reflektionskoeffizienten ρ verlegt (Abb. 25(a)):

$$x_r = \bar{x} + \rho(x_r - x_3) \quad (4.36)$$

Liegt der Funktionswert $f(x_r)$ zwischen $f(x_1)$ und $f(x_3)$, wird die Iteration abgeschlossen. Wenn nicht, dann wird zwischen drei Fällen unterschieden.

- Schritt 3: Expansion

Falls nach der Reflektion der Funktionswert in dem Punkt x_r kleiner ist, als der $f(x_1)$, erfolgt eine Expansion mit dem Koeffizienten χ (Abb. 25(b)):

$$x_e = \bar{x} + \chi(x_r - \bar{x}) \quad (4.37)$$

Nach der Expansion wird, je nachdem ob $f(x_r)$ oder $f(x_e)$ kleiner ist, der Wert x_r oder x_e übernommen und die Iteration abgeschlossen.

- Schritt 4a): externe Kontraktion

Bei $f(x_2) \leq f(x_r) \leq f(x_3)$ wird eine externe Kontraktion durchgeführt (Abb. 25(c)):

$$x_c = \bar{x} + \chi(x_r - \bar{x}) \quad (4.38)$$

- Schritt 4b): interne Kontraktion

Bei $f(x_r) \geq f(x_3)$ wird interne Kontraktion durchgeführt (Abb. 25(d)):

$$x_{cc} = \bar{x} + \chi(x_r - \bar{x}) \quad (4.39)$$

In jedem Schritt wird der Punkt x_3 durch den neuen Punkt x_r , x_e , x_c bzw. x_{cc} ersetzt. Der Wert \bar{x} wird für jeden Schritt neu ermittelt.

- Schritt 5: Schrumpfen

Sollte nach der internen oder externen Kontraktion der jeweilige Funktionswert des neuen Punktes $f(x_c)$ bzw. $f(x_{cc})$ größer als $f(x_3)$ sein, wird ein Schrumpfen mit dem Schrumpfkoeffizienten σ durchgeführt (Abb. 25(e)):

$$x_{is} = x_1 + \sigma(x_r - \bar{x}), \quad i = 2, 3 \quad (4.40)$$

Nach dem Schrumpfen wird die Iteration terminiert.

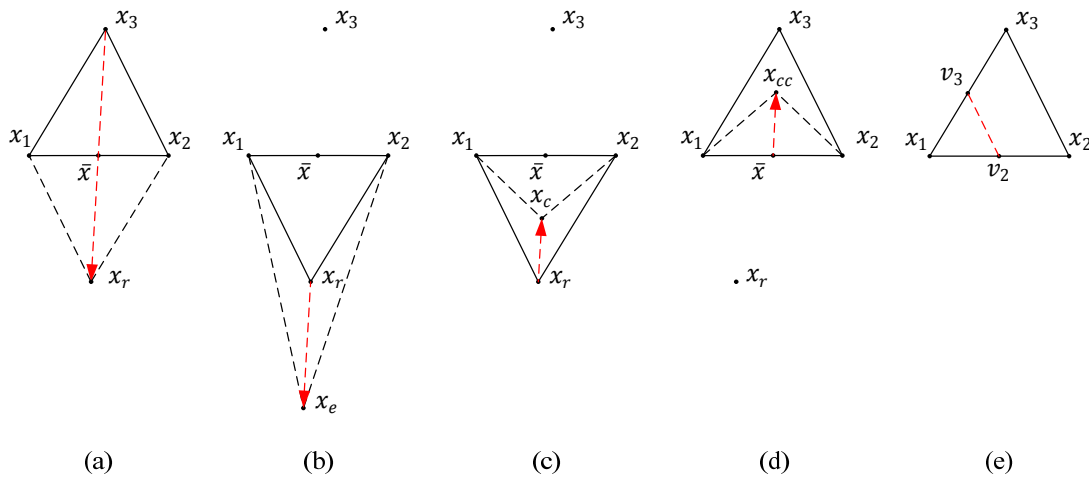


Abb. 25: Anpassung des Simplex im Nelder-Mead-Algorithmus.

(a): Reflektion. (b): Expansion. (c): Kontraktion (extern). (d) Kontraktion (intern).
(e): Schrumpfen.

Da der Nelder-Mead-Algorithmus ein direktes Verfahren ist, verfügt er implizit über Mittel zur Kontrolle der Richtung und Weite des aktuellen Schrittes. Wichtig für den Optimierungserfolg ist bei diesem Algorithmus die Einhaltung des Wertebereiches und eine richtige Kombination des Startsimplex und der Koeffizienten ρ, χ, γ und σ [97]:

$$\rho > 0, \quad \chi > 1, \quad \chi > \rho, \quad 0 < \gamma < 1, \quad 0 < \sigma < 1 \quad (4.41)$$

Abb. 26 zeigt den Ablaufplan einer Iteration des Downhill-Simplex-Verfahrens nach [97].

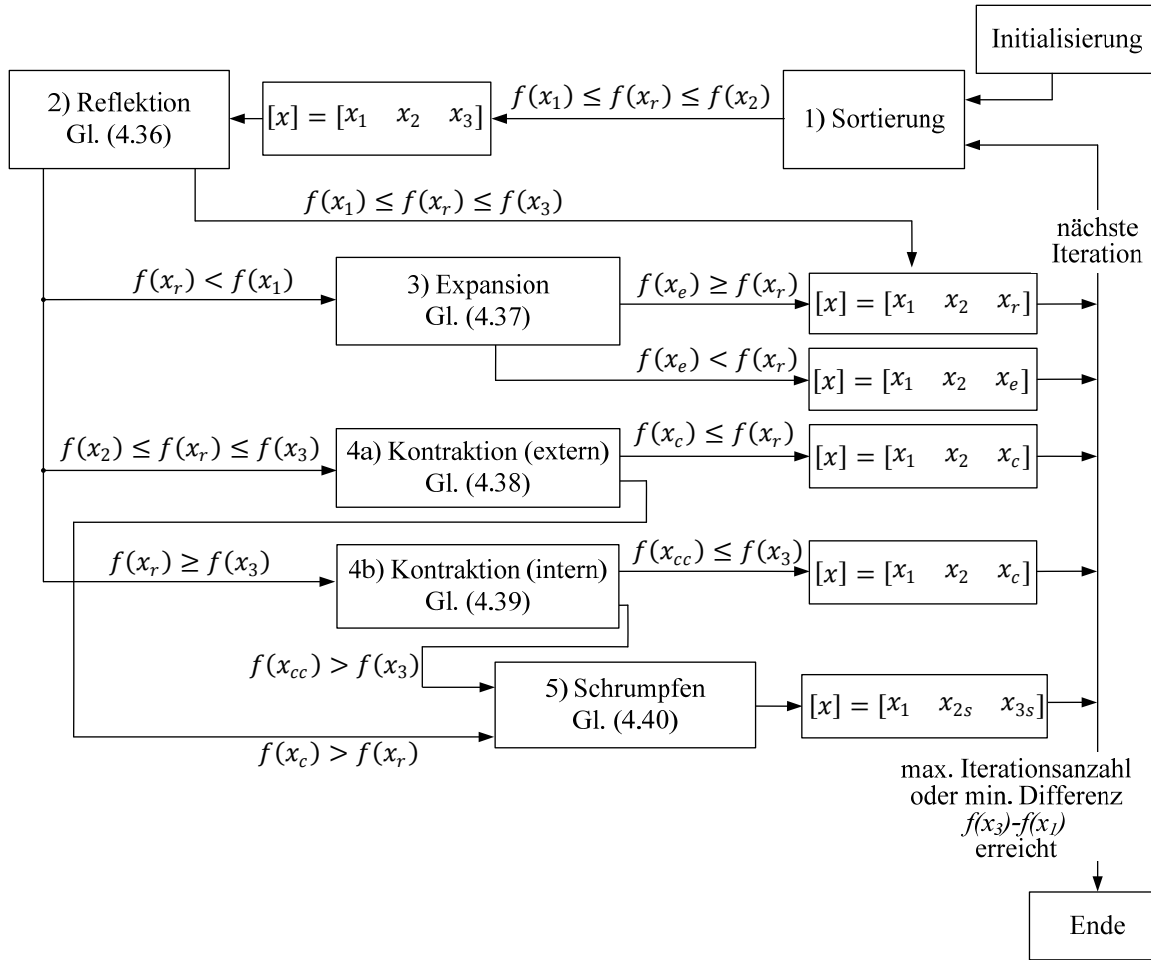


Abb. 26: Ablauf einer Iteration des Nelder-Mead-Algorithmus

4.6 PARAMETRIERUNG UND VERGLEICH DER OPTIMIERUNGsalgorithmen

Abb. 27 zeigt die Ergebnisse der Optimierung der Gesamtverlustfunktion (3.40) für die untersuchten Algorithmen. Als Startpunkt für das Gradienten- und das Newtonverfahren wird in jedem Zeitpunkt der Vektor $[0 \ 0]^T$ gesetzt. Der Startsimplex des Nelder-Mead-Algorithmus ist $i_{\Sigma\alpha(0)} = (\sqrt{2}/20)[0 \ -1 \ 1]^T$ p.u., $i_{\Sigma\beta(0)} = (\sqrt{2}/20)[1 \ -1 \ -1]^T$ p.u. Der heuristische Algorithmus bildet eine Referenz für das Erreichen des Minimums. Fünf Iterationen sind bei allen drei Verfahren ausreichend, um das Funktionsminimum in jedem Zeitpunkt mit einer guten Genauigkeit anzunähern. Eine Verdopplung der Iterationszahl führt zu einer unwesentlichen Verbesserung der Ergebnisse. Die rein polynomiale Verlustfunktion lässt sich ebenfalls mit gutem Erfolg minimieren (s. Abb. 58 im Anhang A.6.1 auf S. 103).

Das Verhalten von gradientenbasierten Verfahren ist in verschiedenen Arbeitspunkten abhängig von den Parametern α und ε (s. Anhang A.7.2 auf S. 109). Die Ursache dafür ist die Verlustfunktion, die in jedem Arbeitspunkt neue Eigenschaften hat (z.B. dominierende Anteile in den Gradienten). Der Nelder-Mead-Algorithmus hat aufgrund seiner direkten Natur keine derartige Abhängigkeit. Weiterhin zeigt der Algorithmus eine sehr gute Robustheit und Genauigkeit in allen Arbeitspunkten. Kein schritt des Nelder-Mead-Algorithmus führt zu einer Erhöhung der Gesamtverluste. Diese Eigenschaft macht das Verfahren gut geeignet, um auch in transienten und asymmetrischen Zuständen ohne weiteres eingesetzt zu werden. Die fehlende Arbeitspunktsensibilität ist weiterhin wichtig für den Einsatz in Stromrichtern, deren Modulationsalgorithmen eine variable Anzahl von Schaltereignissen in verschiedenen Punkten einer Wechselspannungsperiode ergeben.

Gradientenbasierte Verfahren benötigen pro Iteration zwei Berechnungen der Verlustfunktion sowie ihrer Ableitungen, die zum Teil parallel ablaufen können. Für den Armijo-Test müssen die rechten Seiten von (4.28) bzw. (4.33) kalkuliert werden. Eine Iteration des Nelder-Mead-Algorithmus erfordert bis zu drei nacheinander folgende Berechnungen der Zielfunktion. Eine rechenintensive Komponente sind die stromabhängigen Zweigverlustkoeffizienten. Diese lassen sich zweigweise parallel bestimmen.

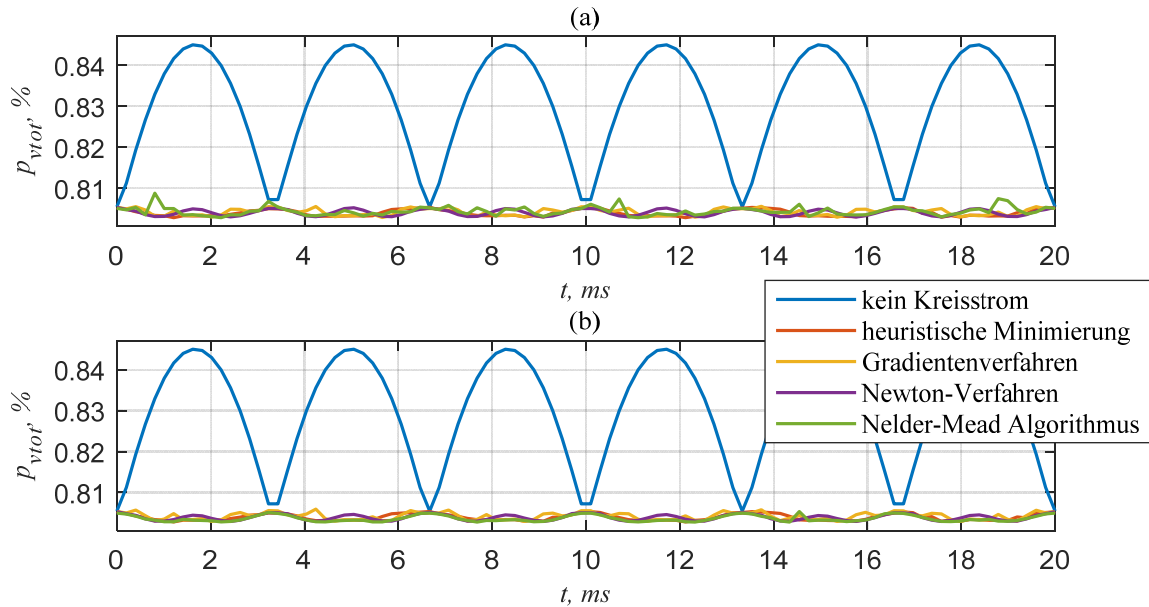


Abb. 27: Verlauf der Gesamtverlustfunktion (3.40) für unterschiedliche Optimierungsalgorithmen. Gradientenverfahren: $\alpha = 0,05$, $\varepsilon = 0,01$. Newton-Verfahren: $\alpha = 0,4$, $\varepsilon = 0,08$. Nelder-Mead: $\rho = 1$, $\chi = 2$, $\gamma = 0,5$, $\sigma = 0,5$. (a) Abbruch nach 5 Iterationen. (b) Abbruch nach 10 Iterationen.

Tabelle 6: Vergleich der untersuchten Algorithmen in Anlehnung an die Minimierung der DSCC-Gesamtverlustfunktion

	Gradienten- verfahren	Newton- Verfahren	Nelder-Mead- Algorithmus
Aufrufe der Verlustfunktion pro Iteration	2	2	max. 4
Aufrufe der Gradientenfunktion pro Iteration	2	2	0
Konvergenzgeschwindigkeit	gut	sehr gut	sehr gut
Parameter- und Arbeitspunktsensibilität	tolerabel	kritisch	sehr gut

5. SIMULATIONSTECHNISCHE ERPROBUNG

5.1 INTEGRATION DES OPTIMIERUNGsalGORITHMUS IN DIE KASKADENREGELUNG

Simulative Erprobung des oben beschriebenen Ansatzes erfolgt zunächst an einem IGBT-Umrichter, der als bidirektionale Kopplung zwischen einem 50 Hz/6 kV Wechselspannungssystem und einem 11 kV Gleichspannungssystem konzipiert ist. Die kaskadierte Regelstruktur aus dem Abschnitt 2.4 lässt sich ohne einen grundsätzlichen Konzeptwechsel um den Optimierungsalgorithmus erweitern. Da die Wechselspannungsfrequenz konstant ist, entfallen im Gegensatz zu dem Diagramm in Abb. 14 die Strukturen für die Energieregulation im niederfrequenten Betrieb.

Der Σ -Stromregler wurde in $\alpha\beta 0$ -Koordinaten implementiert, der Δ -Stromregler in mit 50 Hz rotierenden dq -Koordinaten. Die Stromwertfilterung erfolgt über ein PT1-Filter mit einer Zeitkonstante, die einer halben Pulsperiode gleich ist. Das Signalflussdiagramm mit der Strom- und Energieregulation und mit dem integrierten Verlustminimierungsmodul ist in Abb. 28 dargestellt.

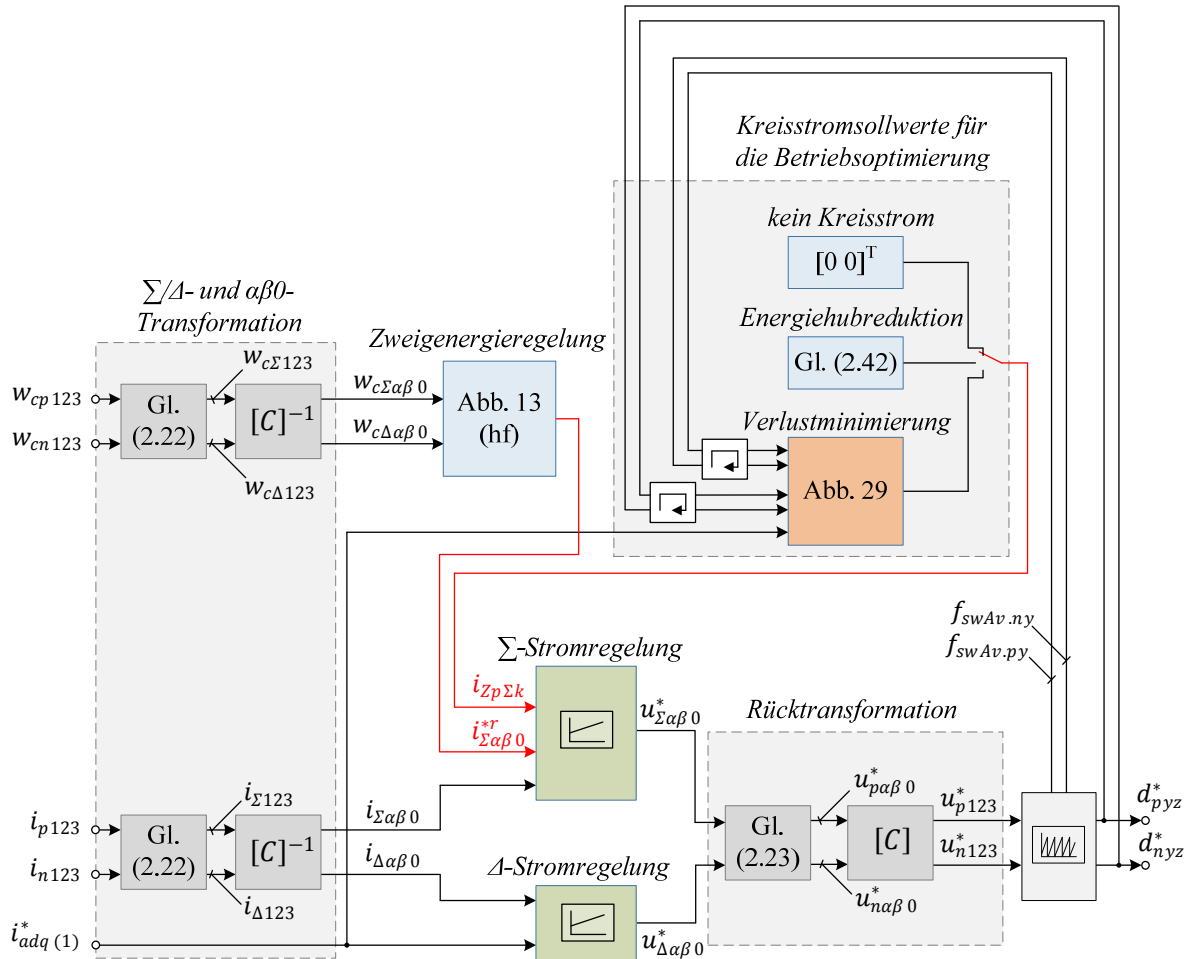


Abb. 28: Integration der Optimierungsalgorithmen in die Regelstruktur des DSCC

Abb. 29 präzisiert den Inhalt und die Signale des Verlustminimierungsmoduls. In dem Optimierungsalgorithmus werden Stromsollwerte aus dem aktuellen und Zweiglastverhältnisse d_{xy} aus

dem vorherigen Abtastschritt verwendet. Der Sollwert $i_{adq(1)}^*$ wird mittels der Matrizen $[D]$ und $[C]$ (s. Anhang A.1 auf S. 85) in natürliche Koordinaten transformiert.

Es wird beachtet, dass die mittlere Schaltfrequenz pro Modul und Pulsperiode in jedem Zweig unterschiedlich sein kann, wie es z.B. bei dem Sortieralgorithmus der Fall ist. Dafür werden die durchschnittlichen Zweigschaltfrequenzen $f_{swAv.p/ny}$ von der letzten Abtastperiode dem Optimierungsalgorithmus überreicht. Die Bestimmung der Anzahl von Schaltereignissen im Zweig und die Ermittlung der durchschnittlichen Schaltfrequenz ist eine Aufgabe des für die Modulation zuständigen Programmmoduls, das bei einer Implementierung der Verlustminimierung vorgesehen werden muss.

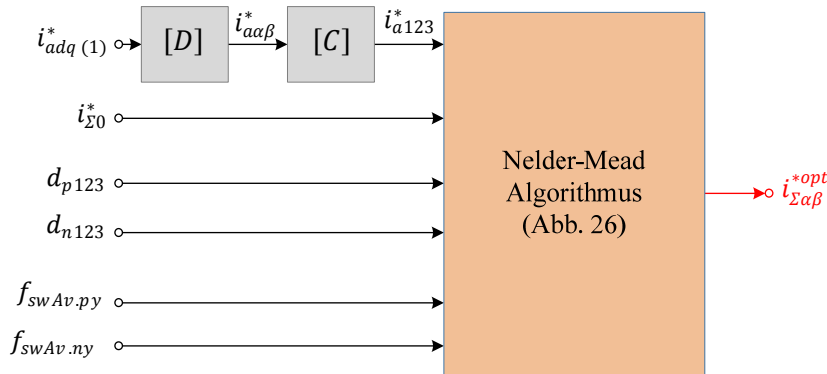


Abb. 29: Verwendung der Größen bei Implementierung des Optimierungsalgorithmus

5.2 MODULATION UND ZELLENENERGIESYMMETRIERUNG

Bei der Phase-Shift-Pulsweitenmodulation (engl. phase-shift pulse-width-modulation, PSPWM) werden in den Zweigmodulatoren phasenversetzte Trägersignale verwendet. Bei diesem Modulationsverfahren können eine sehr hohe Qualität der resultierenden Spannung und dadurch ein vergleichsweise geringer Stromrippel erreicht werden. Für die Untersuchung des Verlustoptimierungsansatzes ist die PSPWM interessant aufgrund der gleichmäßigen Verteilung der Schaltereignisse über die Wechselspannungsperiode, wenn die Abtastung der Zellentastverhältnisse an den Eckpunkten jedes Trägersignals erfolgt [98]. Vorteilhaft bei der PSPWM ist weiterhin eine gute Dynamik im Kleinsignalverhalten.

Relativ ungünstig ist das Einsetzen dieses Verfahrens in Schaltungen mit sehr hoher Anzahl der Zellen pro Zweig. Bei gleicher Trägerfrequenz zeigt es höhere Schaltverluste, als sortierungsbasierte Algorithmen [99]. Ein weiterer Nachteil der PSPWM ist die Notwendigkeit, mehrere parallele Regler für die Zellenenergiesymmetrierung zu implementieren. Da die Ausgangssignale dieser Regler begrenzt sind (mögliche Tastverhältniswerte liegen zwischen 0 und 1), kann es im Betrieb zu Ungenauigkeiten in der Spannungsstellung kommen. Diese Problematik wird unten näher beschrieben. In der Praxis werden oft sortierungsbasierte Modulationsverfahren verwendet, dies aufgrund ihrer Robustheit, sehr gutem Symmetrierungsverhalten und der geringeren Schaltverluste bei höheren Zellenanzahlen [83]. Bei der sortierungsbasierten Modulation ist die Anzahl der Schaltereignisse in verschiedenen Zeitpunkten einer Grundswingungsperiode unterschiedlich [100]. Es ist daher von praktischem Interesse, die Implementierung und den Effekt eines verlustminimierenden Kreisstromes in dem Betrieb mit der sortierungsbasierten Modulation zu untersuchen. Die variable Schaltfrequenz ist in dem Optimierungsalgorithmus zu berücksichtigen, denn die Anzahl der Schaltereignisse beeinflusst die Schaltverluste. Aus der Anzahl der Schaltereignisse in der letzten Pulsperiode wird eine Schaltfrequenz ermittelt, die in dem nächsten Optimierungsschritt bei den Kalkulationen Verwendung findet.

5.2.1 PHASE-SHIFTED-PULSWEITENMODULATION (PSPWM)

a) Individuelle Zellenregler

Zur Bildung der Regelstrecken für individuelle Zellenenergieregler wird ein Zweigmodell entsprechend dem Modellbildungsansatz aus dem Abschnitt 2.1.2 erstellt. Aus dem Idealschaltermodell in Abb. 30(a) wird ein Mittelwertmodell erstellt, welches mit dem Ersatzdiagramm in Abb. 30(b) beschrieben werden kann. Abb. 30(c) zeigt die Regelstruktur mit individuellen Zellenenergieregler G_{Rcxyz} . Der Stromregelkreis G_{Ri} und der überlagerte Zweigenergieregler G_{Rwxy} zeigen schematisch die (mehrfachen) parallelen Strom- und Zweigenergieregler aus der kaskadierten Regelstruktur in Abb. 14 (S. 31).

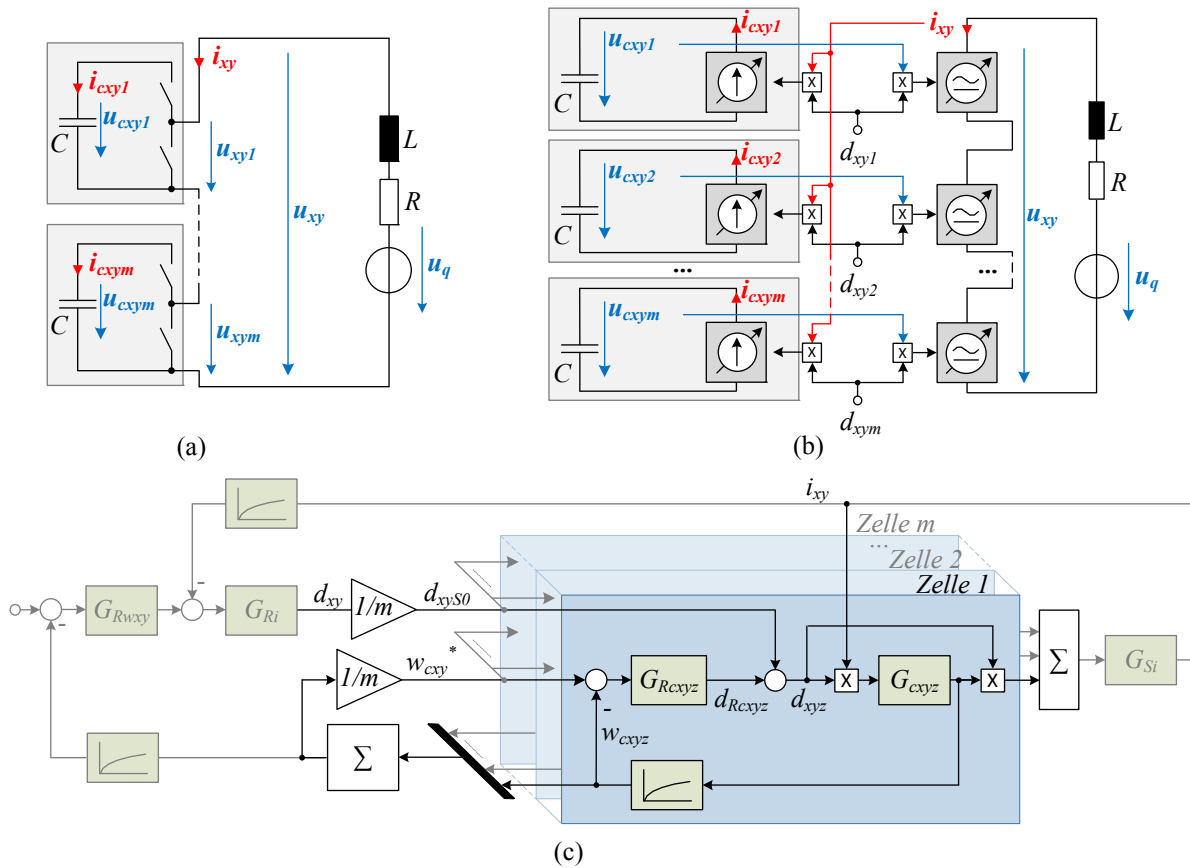


Abb. 30: Halbbrückenkaskade mit einer Last. (a) Idealschaltermodell. (b) Mittelwertmodell. (c): Regelstruktur mit individuellen Zellenenergieregler

Die Aufgabe der Zellenenergiesymmetrierung ist es, die Energien bzw. Spannungen der Zellen innerhalb einer Kaskade gleich zu halten. Demzufolge wird der Durchschnittswert der einzelnen Zellenenergien des Zweigs als Sollwert w_{cxyz}^* für individuellen Regler G_{Rwxy} gesetzt:

$$w_{cxyz}^* = \frac{1}{m} \sum_{z=1}^m w_{cxyz} \quad (5.1)$$

Zu der Ausgangsgröße $d_{\Delta xyz}$ des Zellenreglers G_{Rcxyz} wird das Ausgangssignal d_{xys0} des Stromreglers G_{Ri} addiert:

$$d_{xyz} = d_{xys0} + d_{Rcxyz} \quad (5.2)$$

Ist der Zellenregler ein P-Regler mit der Verstärkung K_{pRcxyz} , dann sind die Tastverhältnisse d_{Rcxyz} und die Kaskadenspannung u_{xy} gleich

$$d_{Rcxyz} = K_{pRcxyz} \left(\frac{1}{m} \sum_{j=1}^m w_{cxyj} - w_{cxyz} \right) \quad (5.3)$$

$$u_{xy} = \sum_{j=1}^m (u_{xyj} d_{xyj}) = d_{xy} \sum_{j=1}^m u_{cxyj} + \sum_{j=1}^m \left[u_{cxyj} K_{pRcxyz} \left(\frac{1}{m} \sum_{k=1}^m w_{cxyk} - w_{cxyz} \right) \right] \quad (5.4)$$

Die Zellenenergieregler sind nur dann von dem Stromregler vollständig entkoppelt, wenn der zweite Term in (5.4) gleich null ist. Das gilt in dem Fall, wenn alle Kondensatorspannungen gleich sind. Je größer die Ungleichheiten zwischen den Zellenspannungen, desto größer ist die Verkopplung der Regelkreise miteinander und mit dem Stromregler. Um die aus dieser Verkopplung resultierende Störung in dem Stromregelkreis zu kompensieren, wird die resultierende Zeitkonstante des Stromregelkreises G_{Ri} auf einen Wert gesetzt, der etwa eine Dekade kleiner ist, als die Reaktionszeit des Reglers G_{Rcxyz} .

b) Symmetrierung in Modalkoordinaten

Ein Versuch, die oben beschriebenen Probleme mit einer Modaltransformation zu lösen, wurde in [98] präsentiert. Für die Analyse von Drehstromsystemen hat sich die Zerlegung in symmetrische Komponenten durchgesetzt. Zum Beispiel wird die Clarke-Transformation ($\alpha\beta$ -Transformation) [101] oft verwendet. Sie lässt ein dreiphasiges Drehstromsystem auf zwei orthogonale Vektoren in der komplexen Ebene und einen zusätzlichen reellen Nullvektor zurückführen. Grundsätzlich lässt sich jedes n -phasige System als Superposition von n virtuellen symmetrischen Systemen darstellen [101]. Die Wahl und Definition dieser Systeme ist bedingt durch praktische Aspekte [101], [102]. Meistens werden modale Größen derart definiert, dass sie gewissen physikalischen Modellen oder Vorgängen entsprechen (zum Beispiel in Mit- und Gegenrichtung rotierendes System in einer Wechselstrommaschine). Somit wird eine alternative Darstellung in das zu analysierende System erschaffen. In Analogie zu polyphasigen Systemen lässt sich die Zellenkaskade in Abb. 30 virtuell als $(m + 1)$ -polige Impedanz nachbilden, wie Abb. 31 zeigt.

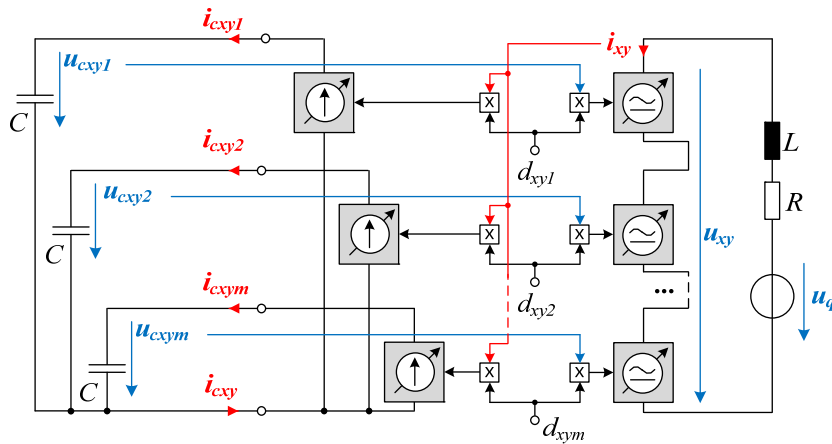


Abb. 31: Virtuelle Darstellung der Kapazitäten einer Halbbrückenkaskade als System mit m Phasenleitern und einem Neutralleiter

Bei verlustfreier Betrachtung hat die Leistungsbilanz für die linke und rechte Seite aller Halbbrücken im Zweig die Form

$$(u_{cxy1} + \dots + u_{cxy m})i_{cxy} = u_{xy}i_{xy} \quad (5.5)$$

Die Leistungsflüsse zwischen den einzelnen Kondensatoren sind aus Abb. 31 nicht ersichtlich. An dieser Stelle wird eine Transformation gesucht, die analog zu den in [101] beschriebenen Transformationen die natürlichen Zellengrößen x_{xyz} als Überlagerung von (ggf. faktorisierten) symmetrischen Komponenten x_{xys0} bis $x_{xys(m-1)}$ beschreibt, wobei eine modale Größe für den Durchschnittswert und $(m - 1)$ Größen für die Differenzen zwischen den Zellengrößen stehen:

$$[x_{xy1} \quad \dots \quad x_{xym}] = [T_{Cxy}][x_{xys0} \quad x_{xys1} \quad \dots \quad x_{xys(m-1)}] \quad (5.6)$$

oder

$$[x_{xy}] = [T_{Cxy}][x_{xys}] \quad (5.7)$$

$$[x_{xys}] = [T_{Cxy}]^{-1}[x_{xy}] \quad (5.8)$$

Bei einer von den möglichen Formen der gewünschten Transformation wird folgende Transformationsmatrix $[T]^{-1}$ verwendet (Herleitung s. im Anhang A.8 auf S. 111):

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & -1 & \dots & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Sind die Spannungen aller Kondensatoren gleich, dann ergibt die Anwendung von (5.8) auf die Zellengrößen $i_{cxyz}, u_{cxyz}, d_{xyz}$ folgende Zusammenhänge:

$$[i_{cxys}] = i_{xy}[T][d_{xys}] \quad (5.10)$$

$$u_{xy} = \sum_{z=1}^m u_{xyz} d_{xyz} \quad (5.11)$$

$$[u_{cxys}] = [C_s]^{-1} \int [i_{cxys}](t) dt \quad (5.12)$$

Mit der Diagonalmatrix $[C_s] = [T]^{-1}[C_{xy}]^{-1}[T]$ als Impedanz des virtuellen $(m - 1)$ -Pols in Modalkoordinaten. Falls alle Kondensatorspannungen gleich sind, nimmt (5.11) die Form

$$u_{xy} = m u_{cxys0} d_{xys0} \quad (5.13)$$

Abb. 32(a) zeigt das transformierte Mittelwertmodell der Kaskade unter der Annahme von gleichen Kondensatorspannungen. In diesem Modell hat nur die Nullkomponente u_{xy0} bzw. d_{xy0} einen Einfluss auf den Strom i_{xy} . Die symmetrischen Zellenspannungskomponenten

$u_{xys1}, \dots, u_{xys(m-1)}$ beeinflussen die Differenzströme der Kondensatoren. Die transformierten Spannungen $u_{cxs1}, \dots, u_{cxs(m-1)}$ sind gleich null, wenn die Kondensatorspannungen zueinander gleich sind.

Eine Regelstruktur zur Symmetrierung der Kondensatorspannungen aus den Modalkoordinaten ist in Abb. 32(b) gezeigt. Für eine praktische Umsetzung des Konzeptes wird diese Struktur an die praktischen Umstände angepasst. Erstens werden zwecks einer genaueren Stellung der Leistungsflüsse und der Kaskadenspannung die aktuellen Spannungswerte berücksichtigt. Zweitens sollen die Tastverhältnisbegrenzungen die Stellung der Kaskadenspannung nicht stören.

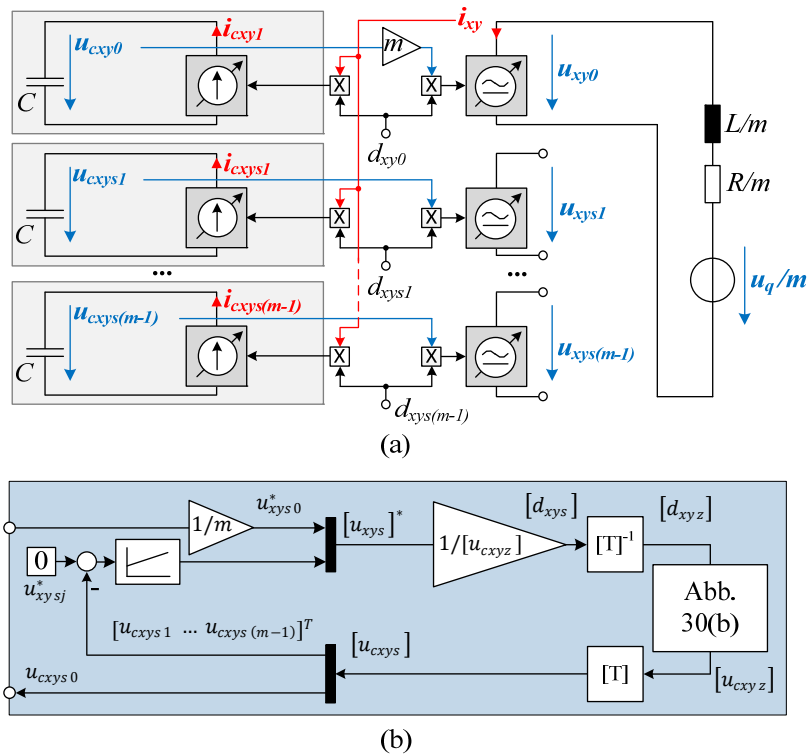


Abb. 32: Zellenergiesymmetrierung in Modalkoordinaten. (a): Ersatzschaltbild der transformierten Strecke unter der Annahme der vollständigen Linearität. (b): Regelstruktur für die lineare Strecke unter Vernachlässigung der Kondensatorspannungsdifferenzen.

Um die Kondensatorspannungsdifferenzen in der Regelstruktur zu berücksichtigen, werden die natürlichen Kondensatorleistungen in die Modalkoordinaten transformiert:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} p_{xy0} \\ p_{xys1} \\ \vdots \\ p_{xy(m-1)} \end{bmatrix} &= [T]^{-1} \begin{bmatrix} u_{cxy1} d_{xy1} i_{xy} \\ \vdots \\ u_{cxy m} d_{xym} i_{xy} \end{bmatrix} \\ &= \frac{i_{xy}}{m} \begin{bmatrix} u_{cxy1} d_{xy1} + \cdots + u_{cxy m} d_{xym} \\ (m-1)u_{cxy1} d_{xy1} - \sum_{\substack{z \in \{1,2,\dots,m\}, \\ z \neq 1}} u_{cxyz} d_{xyz} \\ \vdots \\ (m-1)u_{cxy(m-1)} d_{cxy(m-1)} - \sum_{\substack{z \in \{1,2,\dots,m\}, \\ z \neq (m-1)}} u_{cxyz} d_{xyz} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.14)$$

Umstellen nach den Zellentastverhältnissen $[d_{xy}]$ liefert

$$\begin{aligned}
 [d_{xy1} \quad \dots \quad d_{xym}]^T &= \frac{1}{i_{xy}} \left[\frac{p_{xy0}}{u_{cxy1}} \quad \dots \quad \frac{p_{xy0}}{u_{cxy(m-1)}} \quad \frac{p_{xy0}}{u_{cxym}} \right]^T \\
 &+ \frac{1}{i_{xy}} \left[\frac{p_{xys1}}{u_{cxy1}} \quad \dots \quad \frac{p_{xys(m-1)}}{u_{cxy(m-1)}} \quad - \frac{\sum_{j=1}^{m-1} p_{xysj}}{u_{cxym}} \right]^T
 \end{aligned} \tag{5.15}$$

Die symmetrischen Leistungen p_{xysj} werden von den Symmetrierreglern vorgegeben. Die Leistungsnullkomponente ist mit der Kaskadenspannung über die Leistungsbilanz verbunden:

$$mp_{xy0} = u_{xy}^* i_{xy} \tag{5.16}$$

Umstellen von (5.16) nach p_{xy0} und einsetzen in (5.15) ergibt

$$\begin{aligned}
 [d_{xy1} \quad \dots \quad d_{xym}]^T &= \left[\frac{u_{xy}^*}{mu_{cxy1}} \quad \dots \quad \frac{u_{xy}^*}{mu_{cxy(m-1)}} \quad \frac{u_{xy}^*}{mu_{cxym}} \right]^T \\
 &+ \frac{1}{i_{xy}} \left[\frac{p_{xys1}}{u_{cxy1}} \quad \dots \quad \frac{p_{xys(m-1)}}{u_{cxy(m-1)}} \quad - \frac{\sum_{j=1}^{m-1} p_{xysj}}{u_{cxym}} \right]^T
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

Anhand von (5.17) können aus den Solwerten der Leistungen p_{xysj} und dem Zweigspannungswert u_{xy}^* die entsprechenden Tastverhältnisse d_{xyj} berechnet werden. Ein weiterer Schritt zur praktischen Implementierung der modalen Symmetrierung ist die Berücksichtigung von den Tastverhältnisbegrenzungen in der Regelstruktur. Dafür wird von den Zusammenhängen in (5.17) Gebrauch gemacht. Aufgelöst nach p_{xysj} , nimmt Gl. (5.17) die Form an

$$p_{xysj} = d_{xyj} i_{xy} u_{cxyj} - p_{xy0} \tag{5.18}$$

$$\sum_{j=1}^{m-1} p_{xysj} = p_{xy0} - d_{xym} u_{cxym} i_{xy} \tag{5.19}$$

Jede modale Leistungskomponente p_{xysj} beeinflusst die Tastverhältnisse d_{xyj} und d_{xym} . Die Grenzen symmetrischer Leistungen werden definiert, indem die Ober- und Untergrenzen der Tastverhältnisse in (5.18)-(5.19) eingesetzt werden. Die Grenzwerte $p_{xysjmaxdj}, p_{xysjmindj}$ für die symmetrische Leistung d_{xyj} hinsichtlich des Tastverhältnisses d_{xyj} sind

$$p_{xysjmaxdj} = \begin{cases} i_{xy} u_{cxyj} - p_{xy0} & \forall i_{xy} \geq 0 \quad (d_{xyj} = 1) \\ -p_{xy0} & \forall i_{xy} < 0 \quad (d_{xyj} = 0) \end{cases} \tag{5.20}$$

$$p_{xysjmindj} = \begin{cases} -p_{xy0} & \forall i_{xy} \geq 0 \quad (d_{xyj} = 0) \\ i_{xy} u_{cxyj} - p_{xy0} & \forall i_{xy} < 0 \quad (d_{xyj} = 1) \end{cases} \tag{5.21}$$

Die maximale und minimale Zellenleistung $p_{xysjmaxdm}, p_{xysjmindm}$ in Bezug auf die Tastverhältnisse der Zelle mit dem Index xym muss auch beachtet werden. In beliebigen Zeitpunkten können beliebige modale Leistungen p_{xysj} die Tastverhältnisse d_{xyz} in beliebigen Zeitpunkten außerhalb des verfügbaren Bereiches $[0 \dots 1]$ bringen. Eine einfache Option für die Aufteilung bietet die Annahme, dass alle modalen Leistungen p_{xysj} gleich sind:

$$p_{xysj} = \frac{p_{xy0} - d_{xym} u_{cxym} i_{xy}}{m - 1} \quad (5.22)$$

In diesem Fall ist die Ober- und Untergrenze für die Leistungen p_{xysj} hinsichtlich des Tastverhältnisses d_{xym} gleich

$$p_{xysjmaxdm} = \begin{cases} \frac{p_{xy0}}{(m-1)} \quad \forall i_{xy} \geq 0 (d_{xyj} = 0) \\ \frac{p_{xy0} - u_{cxym} i_{xy}}{(m-1)} \quad \forall i_{xy} < 0 (d_{xyj} = 1) \end{cases} \quad (5.23)$$

$$p_{xysjmindm} = \begin{cases} \frac{p_{xy0} - u_{cxym} i_{xy}}{(m-1)} \quad \forall i_{xy} \geq 0 (d_{xyj} = 1) \\ \frac{p_{xy0}}{(m-1)} \quad \forall i_{xy} < 0 (d_{xyj} = 0) \end{cases} \quad (5.24)$$

Die Tastverhältnisgrenzen werden nicht überschritten und die Zweigspannung nicht verzerrt, wenn die Ungleichungen (5.20)-(5.21) und (5.23)-(5.24) in jedem Arbeitspunkt eingehalten werden:

$$\max(p_{xysjmindj}, p_{xysjmindm}) \leq p_{xysj} \leq \min(p_{xysjmaxdj}, p_{xysjmaxdm}) \quad (5.25)$$

Abb. 33 zeigt die Regelstruktur, in der die Spannungsunterschiede und die Tastverhältnisbegrenzungen berücksichtigt werden. Der Sollwert der Kaskadenspannung u_{xy}^* hat eine höhere Priorität und wird als Parameter bei der Berechnung von symmetrischen Leistungskomponenten eingesetzt.

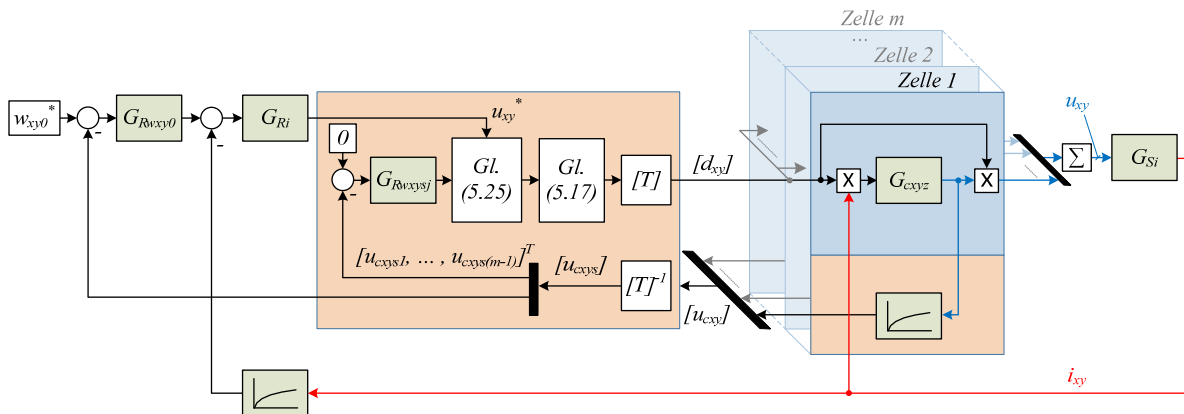


Abb. 33: Struktur des Reglers in Modalkoordinaten mit Berücksichtigung der aktuellen Kondensatorspannungen und Tastverhältnisbegrenzungen

Mit dem durch (5.18)-(5.25) beschriebenen Ansatz wird sichergestellt, dass die Zweigspannung von den modalen Zellenspannungsreglern nicht gestört wird. In Abb. 34 sind die Begrenzungen (5.20)-(5.21) und (5.23)-(5.24) für einen Zweig mit drei Zellen visualisiert.

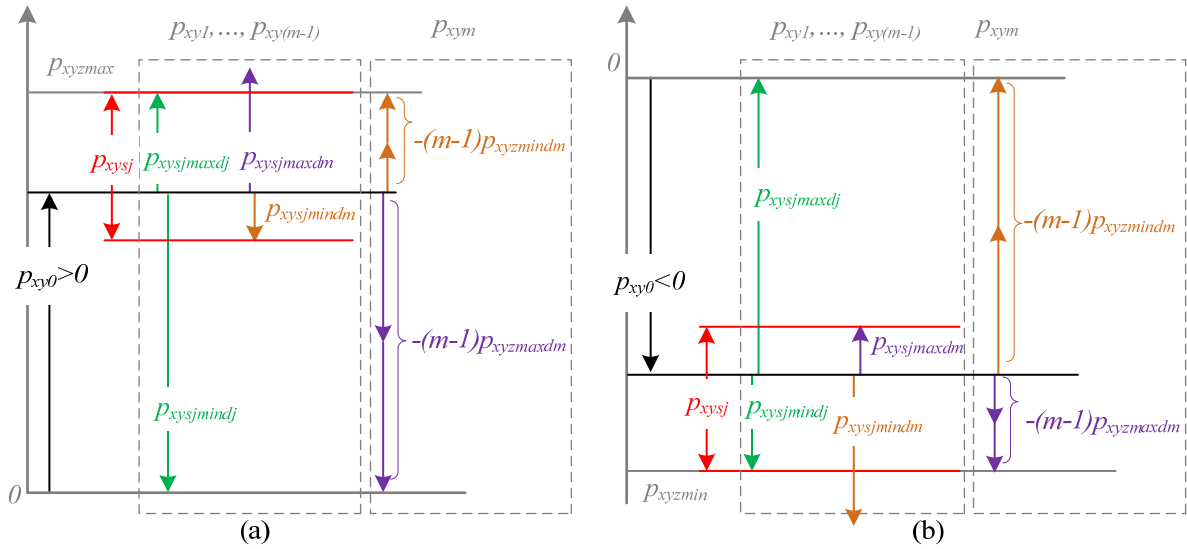


Abb. 34: Begrenzung der Tastverhältnisse mit (5.18)-(5.25). (a): positive Werte von p_{xy0} . (b): negative Werte von p_{xy0} .

Um eine vollständige Sicherheit bei der Spannungsstellung zu erreichen, muss bei der Implementierung von (5.25) der Abtastmodus des Modulators berücksichtigt werden, denn bei der Analyse des Mittelwertmodells wird von einer unendlich hohen Pulsfrequenz und einer kontinuierlichen (nicht Abgetasteten) Signalausbreitung ausgegangen. Aus (5.22)-(5.24) ist ersichtlich, dass die Limitierungen für die Reglerausgänge p_{xysj} der Anzahl der Zellen indirekt proportional sind und die Stellgröße im Regelkreis mit einer Erhöhung der Zellenzahl intensiver begrenzt wird.

Eine Alternative zu dem Verfahren nach Gleichungen (5.18)-(5.25) ist es, diese Rechenschritte mit einem Modul zu ersetzen, das ein Optimierungsproblem mit Ungleichungsnebenbedingungen lösen würde:

$$\min \rightarrow \sum_{j=1}^{m-1} (p_{xysj}^* - p_{xysj})^2 \quad (5.26)$$

Zu beachten bei der Lösung von (5.26) ein Satz von Nebenbedingungen

$$NB: 0 \leq d_{xyz} \leq 1 \quad \forall z \in \{1, 2, \dots, m\} \quad (5.27)$$

mit p_{xysj}^* und p_{xysj} entsprechend als Sollwerte und von dem Modulator tatsächlich gestellte Werte der symmetrischen Leistungen. Auch in anderen Fällen bildet das Lösen von Optimierungsproblemen mit Ungleichungsnebenbedingungen (und ggf. eine Anti-Windup-Struktur) eine Schnittstelle zwischen der kaskadierten Regelstruktur und den physikalischen Nichtlinearitäten der Schaltung.

5.2.2 SORTIERUNGSBASIERTE MODULATION

Als sortierungsbasierter Modulator wird in weiteren Untersuchungen ein am längsten bekannter, auf vollständiger Sortierung der Zellenspannungen basierender Algorithmus eingesetzt, der in [103], [104] und [83] ausführlich beschrieben wurde. Sein Grundgedanke lässt sich anhand der Abb. 35 am Beispiel eines Zweigs mit drei Zellen erklären. Die Modulationsträgersignale der Kaskade werden in der Phase nicht verschoben. Die Zellenspannungen werden bei positiver bzw. negativer Stromrichtung auf- bzw. absteigend sortiert. Danach wird z.B. bei positivem Zweigstrom einer Anzahl der Zellen mit den geringsten Kondensatorspannungen für die nächste Pulsperiode das Tastverhältnis $d_{xyz} = 1$ zugewiesen. Um den Spannungsmittelwert in der nächsten Pulsperiode genau zu stellen, wird eine Zelle mit dem Tastverhältnis zwischen 0 und 1 in der betrachteten Periode gepulst. Die restlichen Zellen bekommen Tastverhältniswerte $d_{xyz} = 0$.

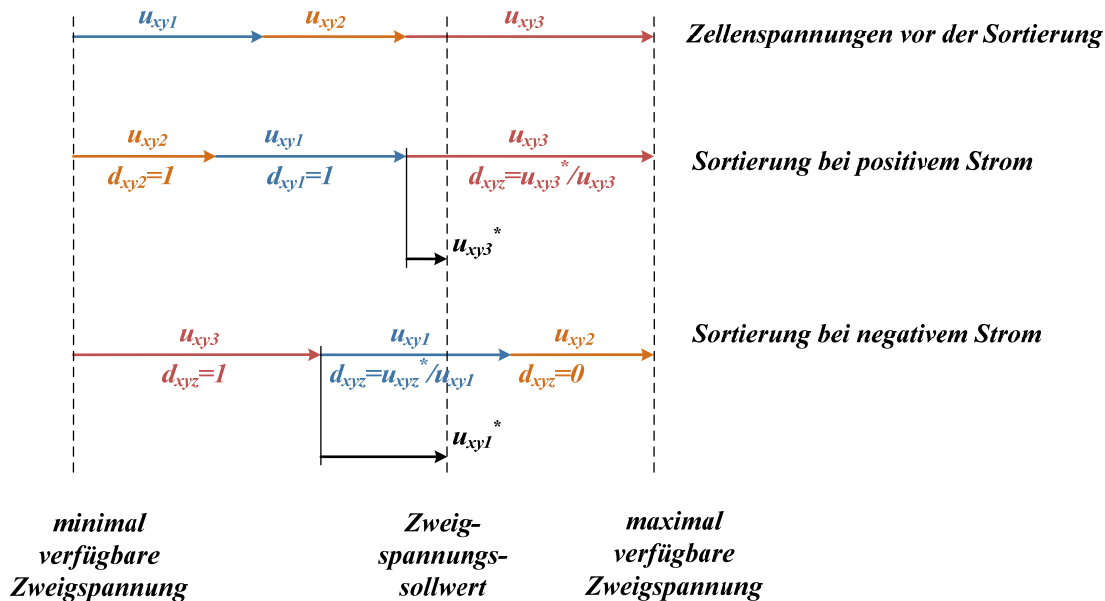


Abb. 35: Zur Erläuterung des auf der vollständigen Sortierung der Zellenspannungen basierenden Modulationsverfahrens

Auf diese Weise reduzieren sich nach der betrachteten Pulsperiode die Spannungsunterschiede zwischen den eingeschalteten und den nicht eingeschalteten Zellen. Zur Reduktion der wirklichen Pulsfrequenz führt die Tatsache, dass über mehrere Trägersignalperioden nur eine Zelle geschaltet wird, solange keine wesentliche Änderung in dem Zweigspannungssollwert und in den Kondensatorspannungswerten erfolgt.

Andere auf Sortierung der Zellenspannung basierende Modulationsalgorithmen entstehen unter anderen durch

- die Reduktion der Anzahl von den zu sortierenden Zellenspannungen, wobei die Positionen der restlichen Werte in dem sortierten Vektor unverändert bleibt [83]
- das Einführen eines Grenzwertes für die Differenzen der einzelnen Kondensatorspannungen, beim Erreichen dessen eine komplette Sortierung durchgeführt wird [105].

5.2.3 SIMULATIONSERGEBNISSE

Die Simulationsergebnisse zu den oben beschriebenen Modulationsverfahren sind im Anhang A.9 (S. 114) zu finden. Alle drei Modulatoren zeigen eine ausreichende Symmetrierungsqualität.

Die wenigsten Störungen im Stromzeitverlauf hat die PSPWM mit Symmetrierung in natürlichen Koordinaten gezeigt (Abb. 67). Ursache dafür sind die fehlenden großen Sprünge in den Zellentastverhältnissen im Gegensatz zu den anderen Modulatoren.

Bei der Symmetrierung in den Modalkoordinaten sind gleichzeitig mit den größeren Tastverhältnissprüngen leichte Störungen in dem Stromverlauf zu sehen. Das Verhalten des Symmetrierungsreglers in Modalkoordinaten kann weiter verbessert werden, wenn das Problem von Tastverhältnislimitierungen genauer als mit (5.18)-(5.25) gelöst wird.

Der sortierungsbasierte Modulator zeigt ein sehr gutes Symmetrierungsverhalten bei verschiedenen Lasten. Regelmäßige starke Sprünge in den Zellentastverhältnissen erzeugen keine großen Störungen in den Stromzeitverläufen aufgrund der vollkommen synchronen Abtastung und der synchron laufenden Modulationsträgersignalen aller Zellen in dem Zweig.

Während sich Verhalten und die Robustheit des Sortieralgorithmus von dem Arbeitspunkt unabhängig zeigen, sind die beiden PSPWM-Verfahren vor ihrem Einsatz in jedem konkreten Fall in Bezug auf die Symmetrierungszuverlässigkeit und das Verhalten der Stromregelkreise zu untersuchen. Ist zum Beispiel nicht genügend Kapazitätsreserve vorhanden und liegen mehrere Zellentastverhältnisse in der Nähe von eins oder null, kann es bei der PSPWM in natürlichen Koordinaten dazu kommen, dass die Zweigspannungsstellung von dem Modulator zusätzlich gestört wird. Um das zu vermeiden, ist die Nutzung von Reglern ohne Integrieranteil empfehlenswert. Die Struktur mit der Koordinatentransformation aus Abb. 33 hat zwar diesen Nachteil dank der Implementierung von Gl. (5.25) und (5.17) nicht, kann aber aufgrund der Stellgrößenlimitierungen bei sehr kleinen Lasten ein schlechteres Symmetrierungsverhalten zeigen.

5.3 AUSWIRKUNG AUF IGBT-SCHALTUNGEN

Für weitere Untersuchungen werden an dieser Stelle drei Betriebsmodi definiert, die aufgrund der Diskussionen in den Veröffentlichungen der letzten Jahre eine praktische Relevanz haben, wobei die Frage der Effizienz in diesen Modi nur punktuell beleuchtet ist. Die Module für die Erzeugung der Kreisstromreferenzen und ein Schalter zur Wahl eines Modus sind in Abb. 28 (Modul „Kreisstromsollwerte für die Betriebsoptimierung“) skizziert.

In dem Modus 1 wird stationär kein Kreisstrom eingespeist. In diesem Modus werden von null verschiedene Sollwerte für $i_{\Sigma\alpha\beta}$ nur von den Zweigenenergieregeln bei Bedarf gesetzt. In manchen früheren Veröffentlichungen zu der untersuchten Schaltungstopologie wurde behauptet, dass Betrieb ohne jeglichen Kreisstrom der maximalen Effizienz entspricht. Aus den Diskussionen der Veröffentlichungen [85, 86] auf Konferenzen ist dem Verfasser dieser Arbeit bekannt, dass die gleiche Meinung in den industriellen Entwicklerkreisen als praktisch bewiesen gilt. Es sind Simulations- und Messergebnisse bekannt (s. Abschnitt 1.5), die diese Aussage widerlegen, allerdings nur für MOSFET-DSCC-Schaltungen für geringe Spannung.

In dem Modus 2 werden Kreisstromsollwerte nach Gl. (2.37) (s. Abschnitt 2.3.2 auf S. 25) verwendet. Diese Kreisstromreferenz reduziert den Energiehub in den Stromrichterzweigen in der Praxis um etwa 30 Prozent und entspricht einer minimalen Strombelastung der Zellenkondensatoren. Stationäre Energiehubgleichungen für Modi 1 und 2 sind aus [103] und [83] bekannt. Die Ergebnisse aus [83] und [85] zeigten eine Reduktion der Stromrichterverluste bei Verwendung dieser Kreisstromreferenz in den Schaltungen mit MOSFET-Schaltern und Elektrolytkondensatoren. In [83, 84] wurde der maximale Wirkungsgrad dann erreicht, wenn die Amplitude der 2. Kreisstromoberschwingung kleiner als in Gl. (2.37) war. Die Kreisstromreferenz im Modus 2 ist somit nicht unbedingt verlustoptimal. Sie wird aufgrund der oft als attraktiv gesehenen Möglichkeit zur Energiehubreduktion und der Ergebnisse von [83, 84] diskutiert.

In dem Modus 3 wird der verlustoptimale Kreisstrom eingespeist, der mit dem Modellbildungs- und dem Minimierungsansatz aus den Abschnitten 3-4 ermittelt wird. Es ist eine Weiterentwicklung des in [85, 86] beschriebenen Verlustmodells. Aufgrund des allgemeinen Modellbildungs- und Optimierungsansatzes wird von dieser Kreisstromreferenz eine Reduktion der Verluste in jedem Stromrichterdesign erwartet. Dies zu überprüfen ist das Ziel der folgenden Untersuchungen.

5.3.1 6 kVAC IGBT-DSCC MIT PSPWM

Als erstes wird die im Anhang A.4 (S. 89) als DSCC 2 beschriebene Dimensionierung untersucht. In den verschiedenen Betriebsmodi wird der Kreisstrom aus verschiedenen Frequenzkomponenten zusammengesetzt. Abb. 36 zeigt die Frequenzspektren der Kreisströme für die drei Modi. Keine oder sehr kleine Grundswingungsanteile zeigen, dass in allen drei Fällen der stationäre Zustand erreicht wurde.

In allen drei Betriebsmodi wird der Kreisstrom sehr gut unterdrückt. In dem Modus 2 ist nur die 2. Oberschwingung vorhanden. Im Modus 3 sind 4., 8. und mit kleineren Amplituden weitere zweifache Kreisstromoberschwingungen zu sehen. Die 2. Oberschwingung resultiert aus den quadratischen Verlustkoeffizienten, unter anderem aus den ohmschen Verlusten, wie in [85] gezeigt wurde.

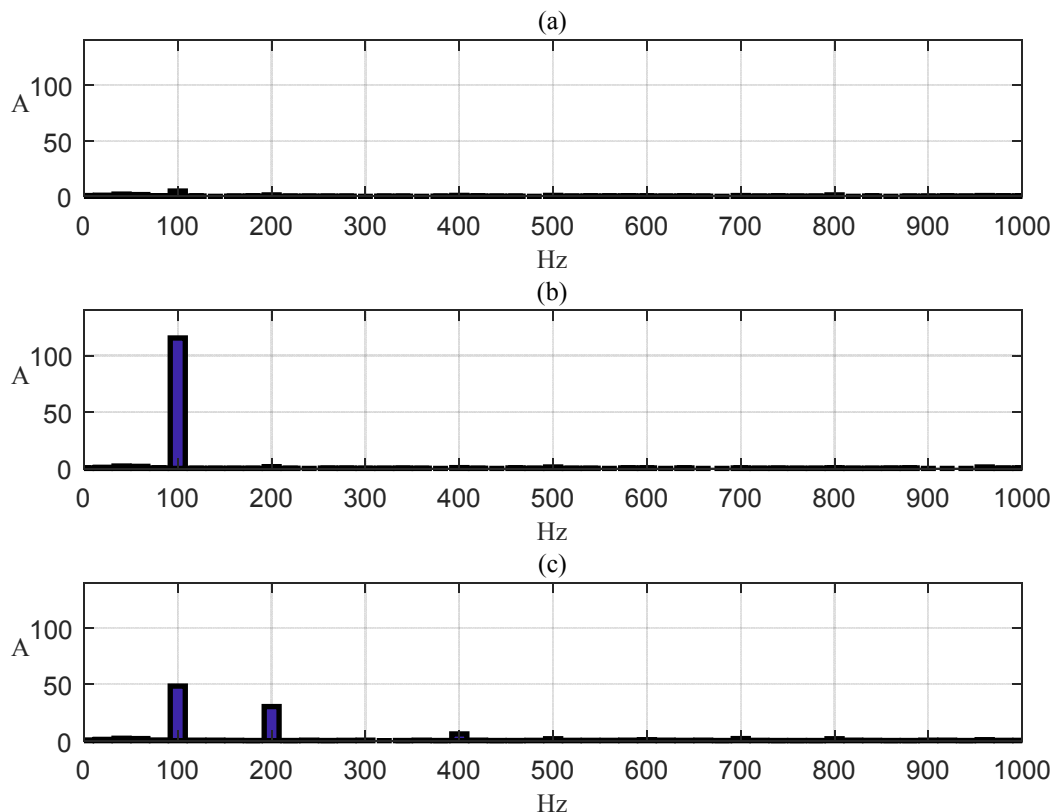


Abb. 36: Frequenzspektren des Kreisstromes in den untersuchten Betriebsmodi.
(a): Modus 1. (b): Modus 2. (c): Modus 3.

Abb. 37 zeigt die Zweiggrößen und die Σ -Ströme für den Betriebsmodus 1. Es ist eine Betriebsweise des DSCC, wie sie aus vielen Literaturquellen bekannt ist, z.B. [88, 89]. Da die Regelgrößen der Energiereglerkreise ausbalanciert sind, werden so gut wie keine Kreisströme eingespeist.

Die Summe der drei Σ -Ströme in dem Plot (b) entspricht dem Strom i_e in den Gleichspannungssammelschienen. In dem Plot (d) sind die Zeitverläufe der durchschnittlichen Werte der Kondensatorspannungen aller Zweige dargestellt.

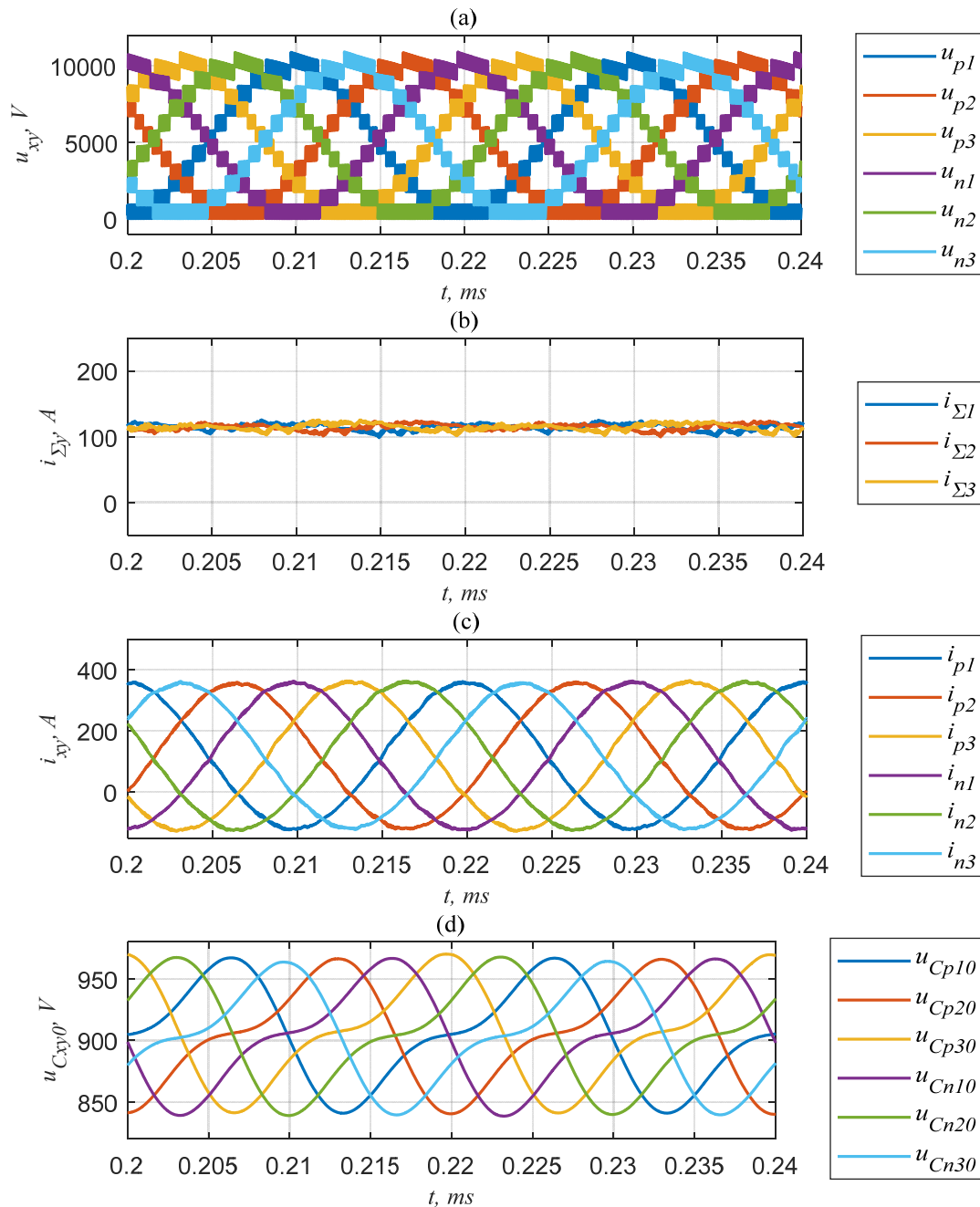


Abb. 37: Stationärer Verlauf der Zweiggrößen des DSCC 2 mit PSPWM im Betriebsmodus 1. (a): Zweigspannungen. (b): Sigma-Ströme. (c): Zweigströme. (d): durchschnittliche Zellenkondensatorspannungen.

In dem Modus 2 (Abb. 38) steigen durch die Einspeisung der 2. Kreisstromoberschwingung die Maximalwerte der Zweigströme (Plot (c)); der Kondensatorspannungshub wird kleiner (Plot (d)).

Der geringere Spannungshub hat einen leichten Einfluss auf den Verlauf der Zweigspannungen in dem oberen Bereich (vgl. Plot (a) mit Abb. 37).

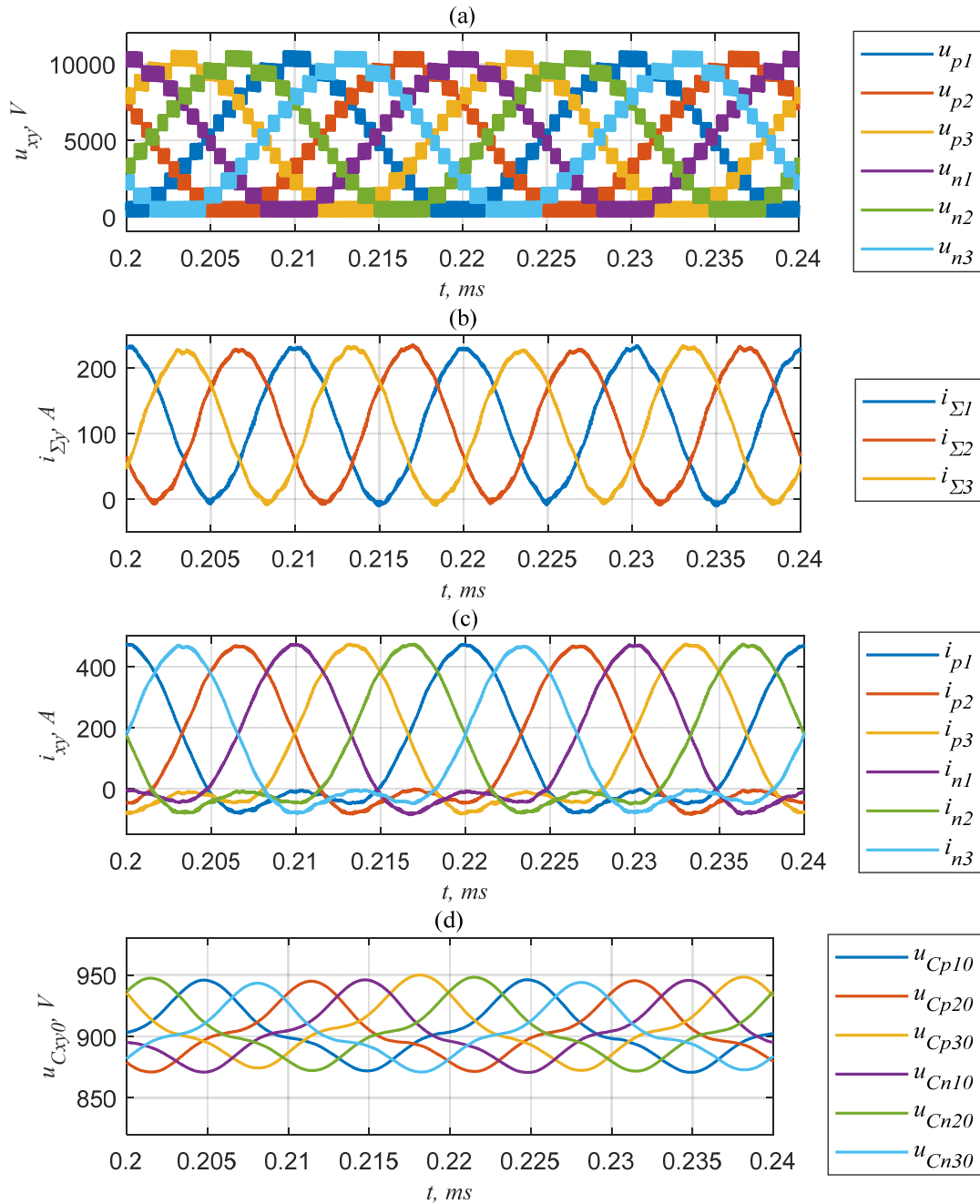


Abb. 38: Stationärer Verlauf der Zweiggrößen des DSCC 2 mit PSPWM im Betriebsmodus 2. (a): Zweigspannungen. (b): Sigma-Ströme. (c): Zweigströme. (d): durchschnittliche Zellenkondensatorspannungen.

Der dritte Betriebsmodus (Abb. 39) wird ebenfalls durch eine Reduktion des Spannungshubs in den Kondensatoren gekennzeichnet, der weniger als im Modus 2 ausgeprägt ist. Die Spannungshubreduktion im Fall 3 ist umso größer, je höher die parasitären Kondensatorwiderstände sind,

allerdings nie größer, als im Fall 2 [85]. Die spezifische Form des Σ -Stromes ist bedingt durch die gewählte Verlustfunktion (s. Abschnitt 4.2 auf S. 49) und den Erfolg des Optimierungsalgorithmus. Die Klemmenspannungen und –Ströme im Modus 3 sind im Anhang A.10.1 (S. 120) zu finden.

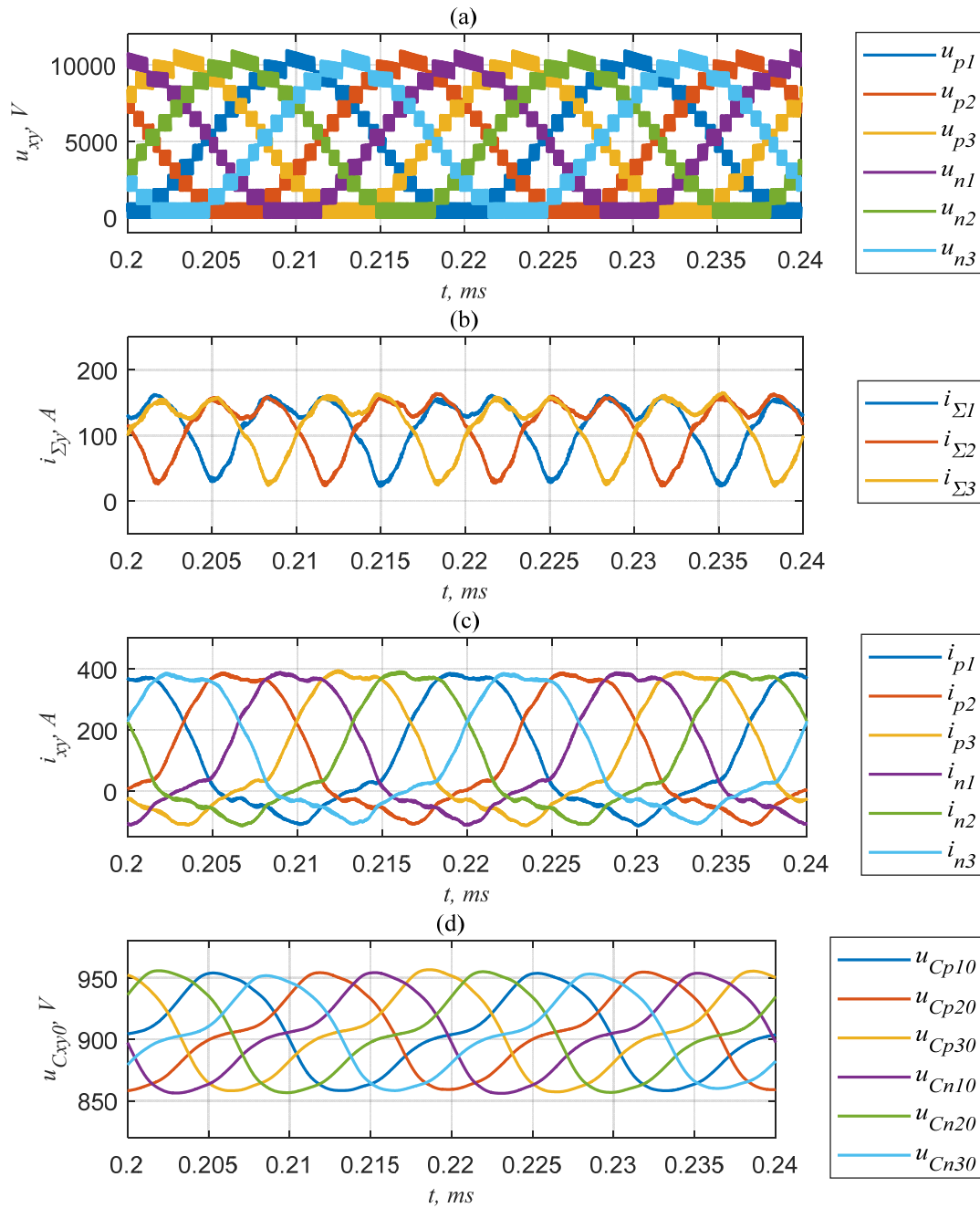


Abb. 39: Stationärer Verlauf der Zweiggrößen des DSCC 2 mit PSPWM im Betriebsmodus 3. (a): Zweigspannungen. (b): Sigma-Ströme. (c): Zweigströme. (d): durchschnittliche Zellenkondensatorspannungen.

Die Zweigstrommaximalwerte steigen bei dem Wechsel vom Modus 1 zu 2 um etwa 32 Prozent, zusammen mit einer Reduktion des stationären Kondensatorspannungsrippels um 45 Prozent. Die Kapazitätsreduktion im Modus 2 erfolgt mit einer Erhöhung des Halbleiternaufwandes, dies allein aus der Notwendigkeit, höhere Stromamplituden zu beherrschen. Der 2. Betriebsmodus ist für Schaltungen mit niedrigeren Zellenspannungen interessant, in denen das Verhältnis von dem Kondensator- zu dem Halbleiternaufwand höher ist. In den DSCC-Schaltungen für Niederspannung werden auch aufgrund des höheren Verhältnisses der Kondensatorwiderstände zu den MOSFET-on-Widerständen höhere Verlustersparnisse erreicht [85].

In dem Modus 3 wurde eine Erhöhung des stationären Zweigspitzenstromes um 12 % und eine Spannungshubreduktion von 29 % festgestellt. Dieser Modus stellt einen Kompromiss zwischen dem Speicher- und Halbleiternaufwand dar und entspricht bei einer ausreichend genauen Stromregelung der maximalen Effizienz. Dadurch ist er für gut ausgelastete Stromrichter mit höheren Nennleistungen vorteilhaft.

Die Änderungen der Bauelementverluste bei voller Belastung in dem Wechselrichtermodus sind in Abb. 40 visualisiert. Durch die Einspeisung des verlustminimierenden Kreisstromes werden die Halbbrücke und der Zellenkondensator weniger belastet (s. auch Abb. 41). Die Verluste in dem low-side Schalter (P_{S2}) und dem Zweigwiderstand R (P_R) werden größer.

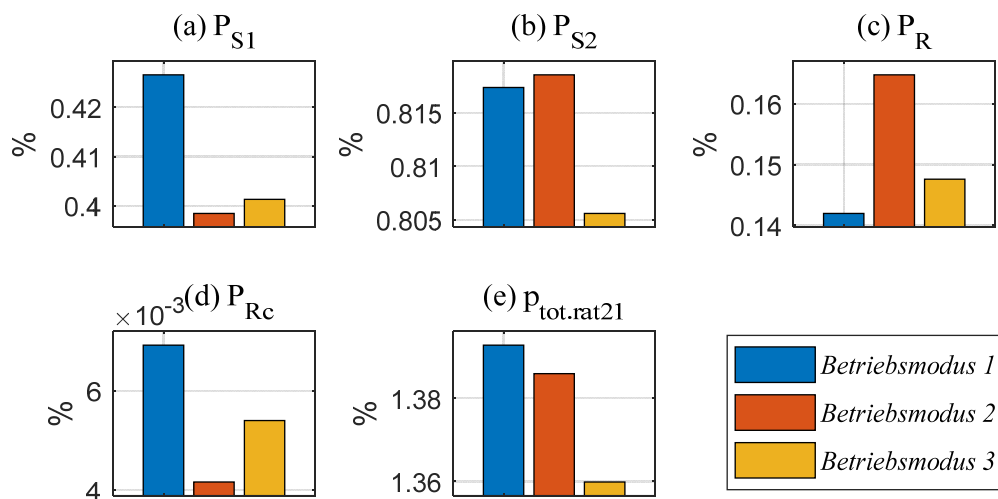


Abb. 40: Verteilung der Verluste zwischen den Bauelementen für die drei Betriebsmodi bei Vollast im Wechselrichtermodus ($\varphi_a = 0$). (a): Schalter S1 (high-side). (b): S2 (low-side). (c): Zweigwiderstand R . (d): Kondensatorwiderstände R_C . (e): Gesamtverluste bei Approximation der Durchlassspannungen nach (3.12).

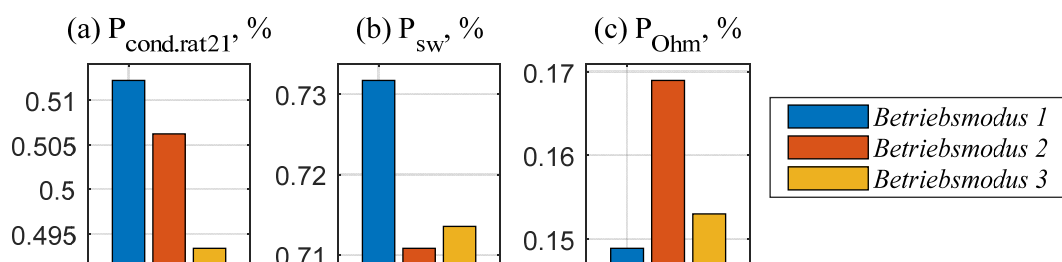


Abb. 41: Verlustkomponenten nach Art für die drei Betriebsmodi bei Vollast im Wechselrichtermodus ($\varphi_a = 0$). (a): Durchlassverluste. (b): Schaltverluste. (c): ohmsche Verluste.

Die Wirkungsgradänderung beim Wechsel zu dem Modus 2 oder 3 ist abhängig von der Auslastung (s. Abb. 42). In dem Modus 3 lässt sich in diesem Design bei Auslastungen ab ca. 35 % die beste Effizienz feststellen, wobei die größte Änderung bei bei voller Last erreicht wird. Die Prozentuelle Verluständerung $\Delta p_{tot.rat21}$ bei einem Wechsel vom Modus 1 zu 3 ist in Abb. 43 visualisiert. Die Gesamtverluste in dem Modus 2 sind 0,5 bis 1,8 Prozent kleiner, als ohne Kreisstrom. Im Modus drei werden 1,3 bis 2,4 % Verluste erspart.

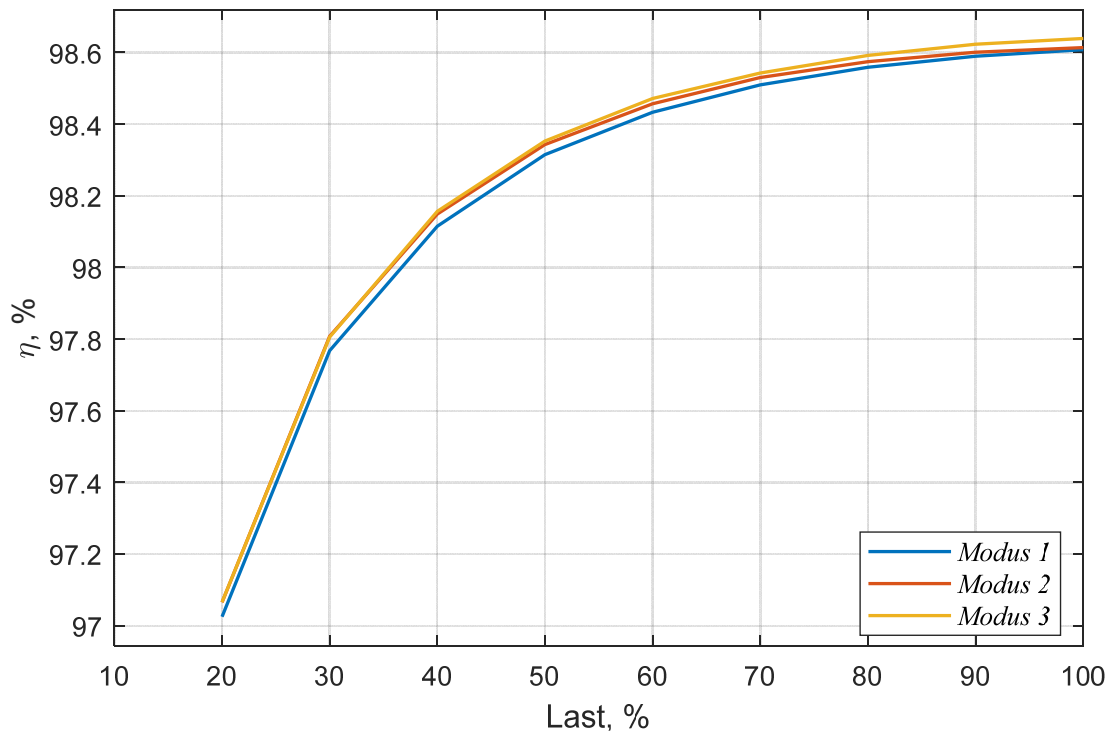


Abb. 42: Wirkungsgrad des untersuchten Stromrichters für die untersuchten Fälle und verschiedene Auslastungen. Betrieb als Wechselrichter ($\varphi_a = 0$).

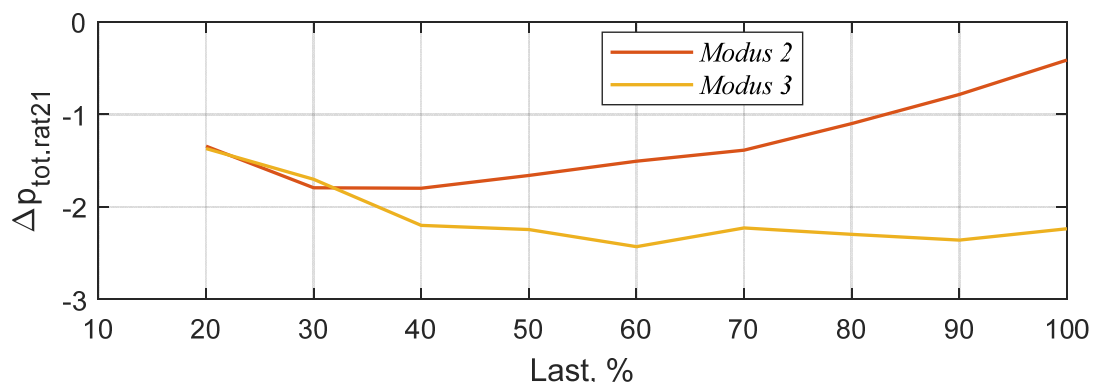


Abb. 43: Prozentuelle Änderung der Gesamtverluste beim Wechsel zu den Betriebsmodi 2 und 3.

5.3.2 6 kVAC IGBT-DSCC MIT SORTIERUNGSBASIERTER MODULATION

Das Anwenden der sortierungsbasierten Modulation führt zu einem anderen Schaltverhalten in den Zweigen und zu deutlich geringeren Schaltverlusten bei der gleichen Trägerfrequenz. Abb. 44 zeigt den Verlauf der mittleren Schaltfrequenz pro Trägersignalperiode in einem Zweig für die untersuchten Betriebsfälle in den Modi 1 und 3. Da die Trägersignale nicht phasenversetzt sind,

wurde die Trägerfrequenz auf 2 kHz erhöht, um den Stromrippel zu reduzieren. Die Anzahl der Schaltereignisse ist bei höheren Beträgen des Zweigstromes geringer.

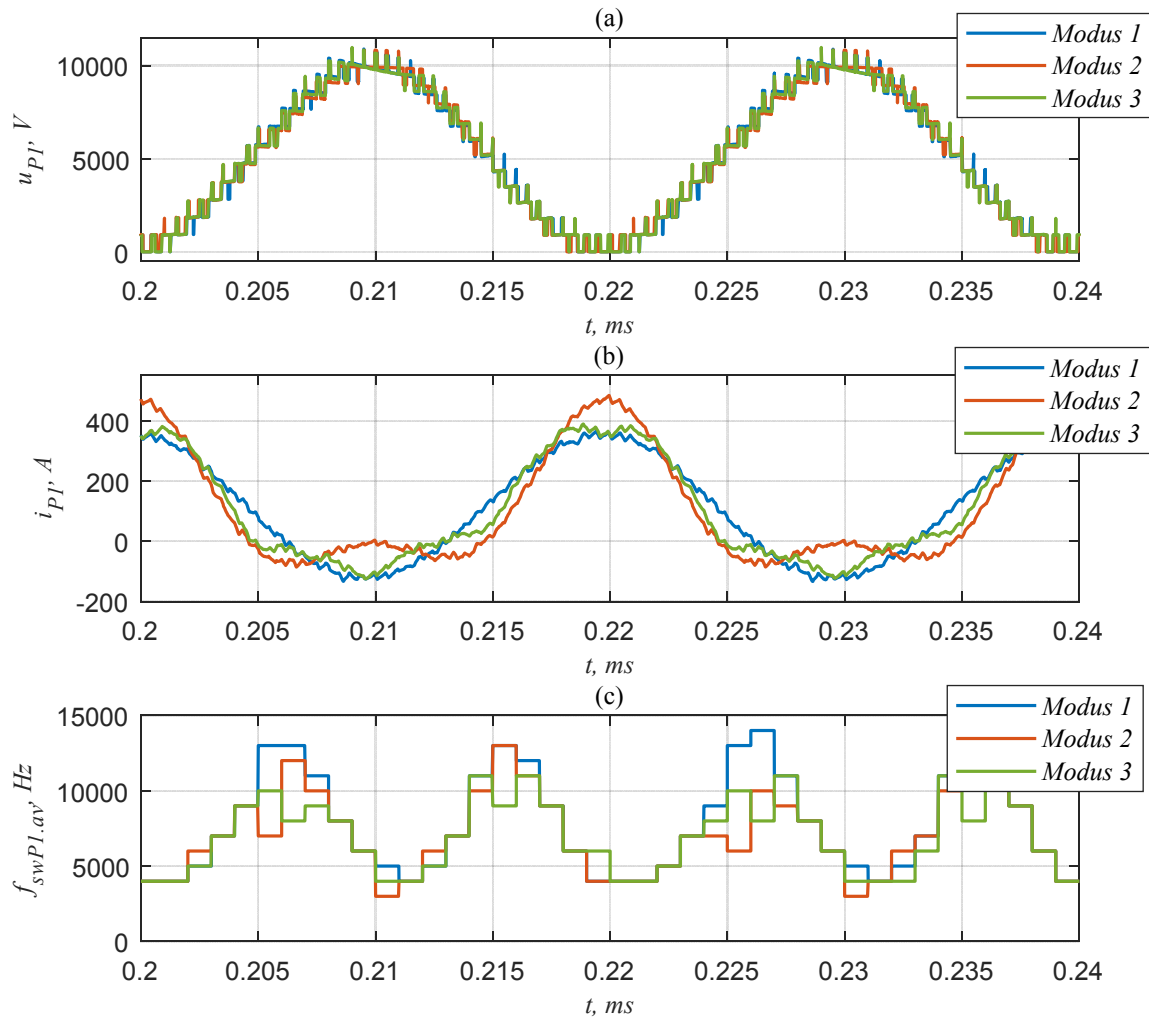


Abb. 44: Verlauf des Stromes, der Anzahl von Schaltereignissen und der Schaltverluste in einem DSCC-Zweig mit PSPWM und sortierungsbasierter PWM mit unterdrücktem Kreisstrom (abgetastet mit der Pulsfrequenz). (a): Zweigspannung. (b): Zweigstrom. (c): Mittlere Schaltfrequenz in dem Zweig.

Dank der geringeren durchschnittlichen Schaltfrequenz, die sich bei dieser Modulationsart trotz einer höheren Trägerfrequenz ergibt, ist eine wesentliche Reduktion der Schaltverluste im Vergleich zu der PSPWM zu beobachten. Aus einem Vergleich von Abb. 45(b) mit Abb. 41 folgt, dass die Realisierung eines verlustarmen Modulationsverfahrens effektiver ist, als ein verlustminimierender Kreisstrom. Immerhin wird auch festgestellt, dass das Verlustminimierungsverfahren auch bei dieser Modulationsart eine positive Auswirkung hat (s. Abb. 46(e)). Die qualitative Änderung der Verlustkomponenten ist ähnlich zu den Änderungen in dem PSPWM-Umrichter.

Die Stromverläufe und das Effizienzverhalten zeigen nur leichte Unterschiede (s. Anhang A.10.2 auf S. 121).

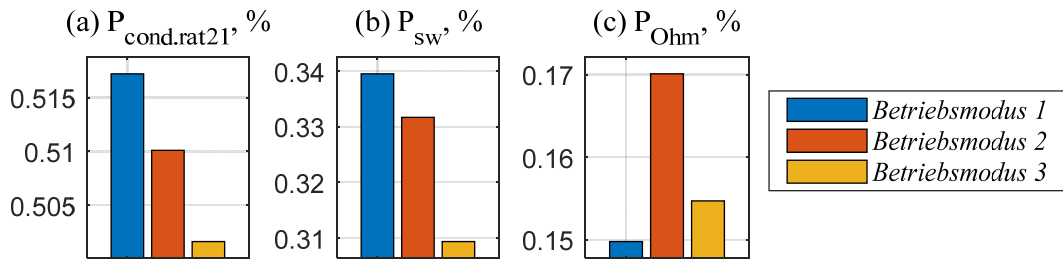


Abb. 45: Verlustkomponenten nach Art für die drei Betriebsmodi bei Volllast im Wechselrichtermodus ($\varphi_a = 0$). (a): Durchlassverluste. (b): Schaltverluste. (c): ohmsche Verluste.

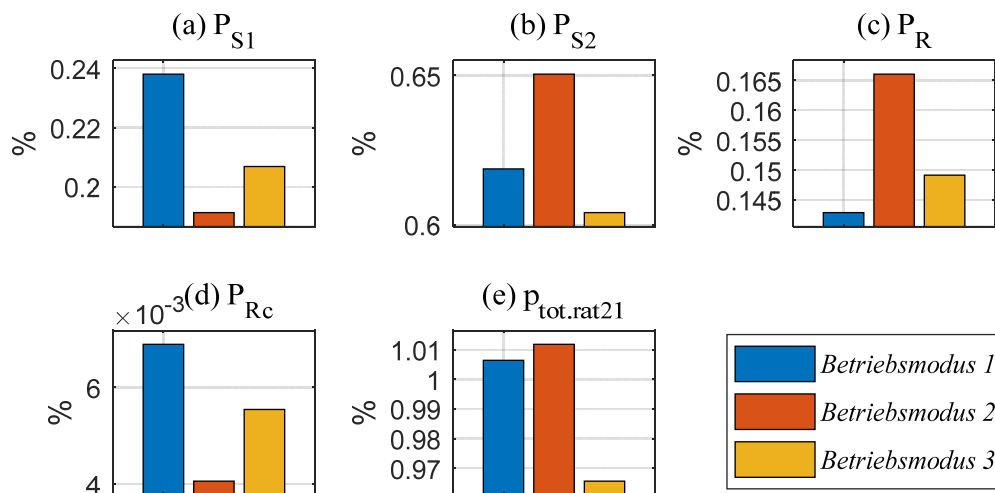


Abb. 46: Verteilung der Verluste zwischen den Bauelementen für die drei Betriebsmodi bei Volllast im Wechselrichtermodus ($\varphi_a = 0$). (a): Schalter S1 (high-side). (b): S2 (low-side). (c): Zweigwiderstand R . (d): Kondensatorwiderstände R_C . (e): Gesamtverluste bei Approximation der Durchlassspannungen nach (3.12).

5.3.3 6 kVAC MOSFET-DSCC MIT PHASE-SHIFT-MODULATION

DSCC-Schaltungen mit MOSFET-Schaltern wurden bisher als Versuchsanlagen für Spannungen unter 1 kV gebaut. In der Mittel- und Hochspannung ist zukünftig eventuell der Silizium-Karbid MOSFETs aufgrund der hohen Effizienz interessant. Dies allerdings nur unter den Bedingungen, dass eine akzeptable Zuverlässigkeit und geringere Marktpreise erreicht werden.

Die Motivation für die Untersuchung eines MOSFET-Umrichters hat einen akademischen Ursprung. Aufgrund verschiedener Bauelementparameter im Unterschied zu IGBT-Umrichtern gestaltet sich die Verlustverteilung und Wirkung des Optimierungsalgorithmus auf eine andere Weise. So sind zum Beispiel bei der Niederspannung Elektrolytkondensatoren als Zellenkapazitäten wesentlich Kostengünstiger. Diese haben deutlich höhere parasitäre Serienwiderstände als Folienkondensatoren. Weiterhin ist das Verhältnis der Schalt- zu den Durchlassverlusten von den MOSFET-Schaltern geringer als das von den IGBTs.

In einem MOSFET-Umrichter für Mittelspannung erzeugt das Verlustoptimierungsverfahren nur sehr geringe Änderungen. In Abb. 47 sind die Zeitverläufe der Zweiggrößen in dem Betriebsmodus 3 gezeigt. Die Zeitverläufe in den anderen Modi und zusätzliche Informationen sind dem Anhang A.10.4 zu entnehmen.

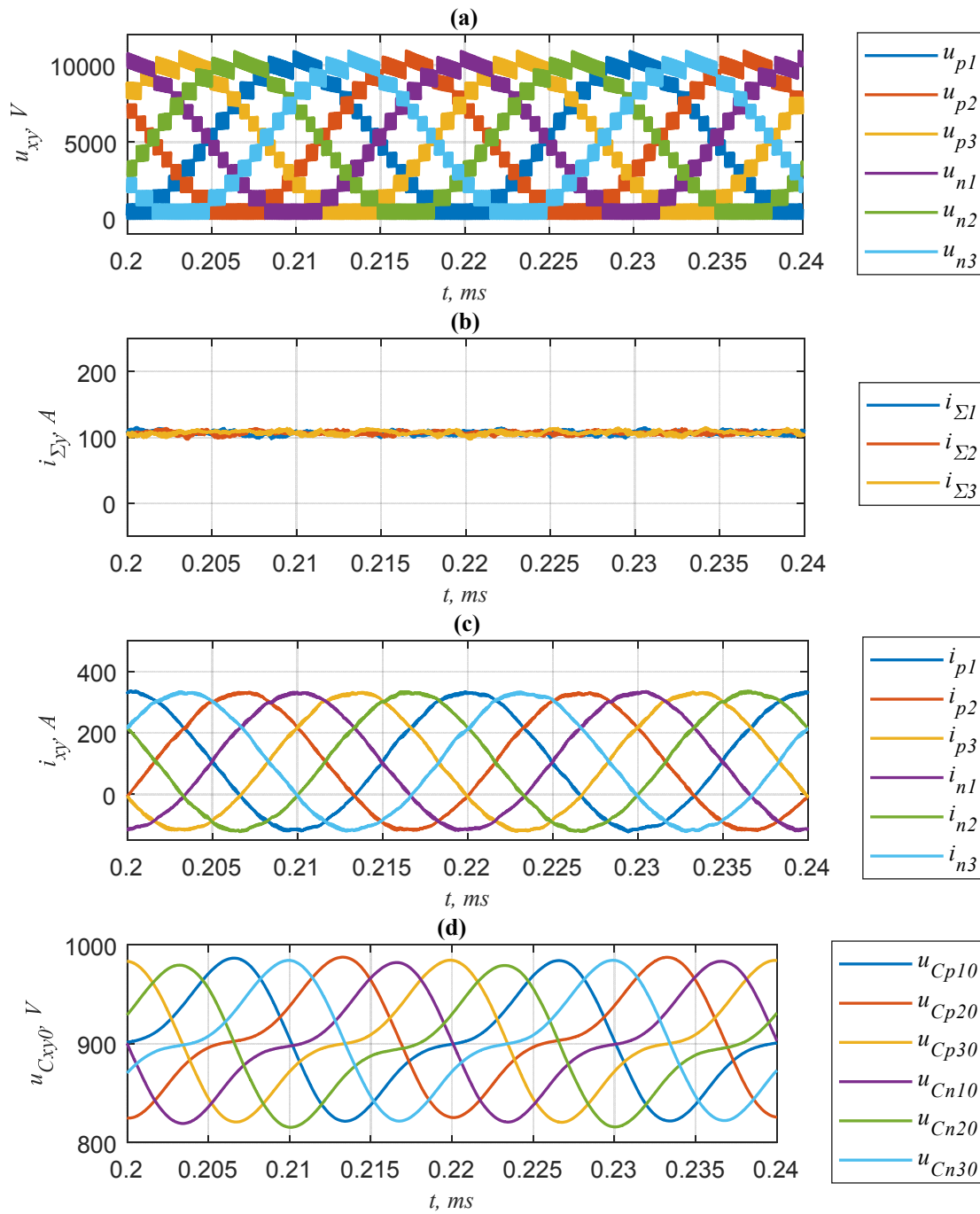


Abb. 47: Stationärer Verlauf der Zweiggrößen des DSCC 3 mit PSPWM im Betriebsmodus 3. (a): Zweigspannungen. (b): Sigma-Ströme. (c): Zweigströme. (d): durchschnittliche Zellenkondensatorspannungen.

Im Modus 3 wird in stationärem Betrieb kaum Kreisstrom eingespeist. Die Ursache davon lässt sich anhand der einzelnen Verlustkomponenten klären (Abb. 48, Abb. 49). In dieser Dimensionierung entstehen die höchsten Verluste in den Schaltern. Da die Verluste einer MOSFET-

Halbbrücke in beider Stromrichtungen nur sehr kleine Unterschiede aufweisen, lässt sich mit einem Kreisstrom keine bemerkenswerte Verlustersparnis erreichen.

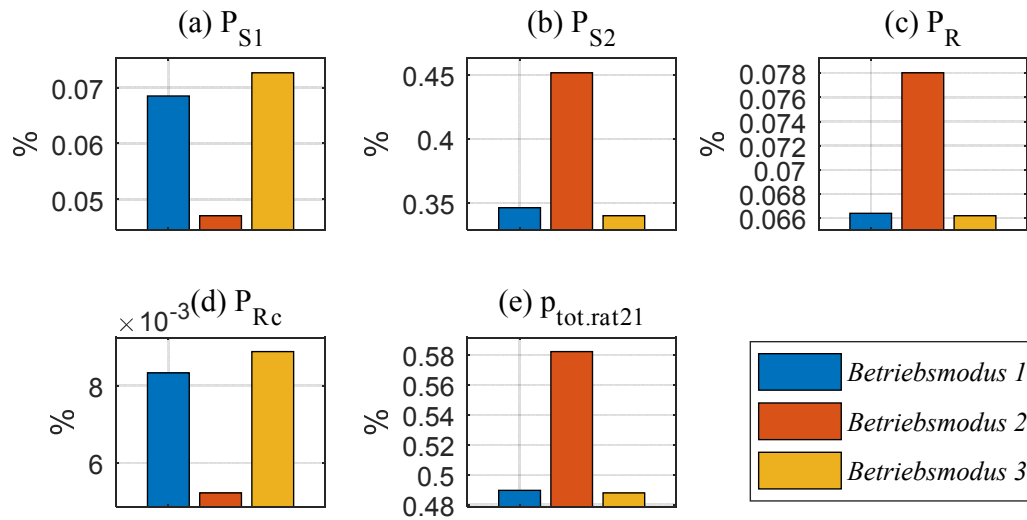


Abb. 48: Verteilung der Verluste zwischen den Bauelementen des DSCC 3 für die drei Betriebsmodi bei Volllast im Wechselrichtermodus ($\varphi_a = 0$). (a): Schalter S1 (high-side). (b): S2 (low-side). (c): Zweigwiderstand R. (d): Kondensatorwiderstände R_c . (e): Gesamtverluste bei Approximation der Durchlassspannungen nach (3.12).

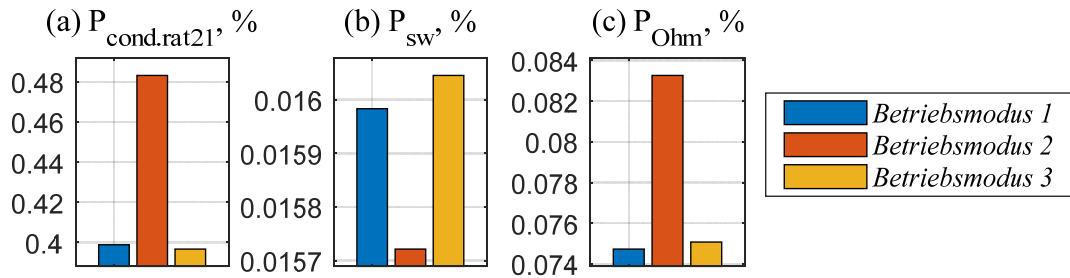


Abb. 49: Verlustkomponenten des DSCC 3 nach Art für die drei Betriebsmodi bei Volllast im Wechselrichtermodus ($\varphi_a = 0$).

(a): Durchlassverluste. (b): Schaltverluste. (c): ohmsche Verluste.

In MOSFET-Umrichtern für Niederspannung werden Elektrolytkondensatoren eingesetzt. Diese haben wesentlich höhere Innenwiderstände als MOSFET-Schalter aus der entsprechenden Spannungs-kategorie, sodass im Modus 2 und 3 sehr gute Verlustersparnisse erreicht werden konnten [85]. Im Gegensatz dazu sind die Folienkondensatoren in dem hier untersuchten Design sehr effizient und leisten den kleinsten Beitrag zu den Gesamtverlusten. Werden die Zellenkapazitäten mit Elektrolytkondensatoren ersetzt und zusätzliche Schalter parallel geschaltet (s. DSCC 4 im Anhang A.4), dann tritt in dem verlustoptimierenden Kreisstrom vorwiegend die 2. Oberschwingung auf, wie in Abb. 50 und Abb. 51 zu sehen ist. Das kann dadurch erklärt werden, dass in dieser Dimensionierung Kondensator- und Durchlassverluste dominieren (s. Abb. 52 und Abb. 53).

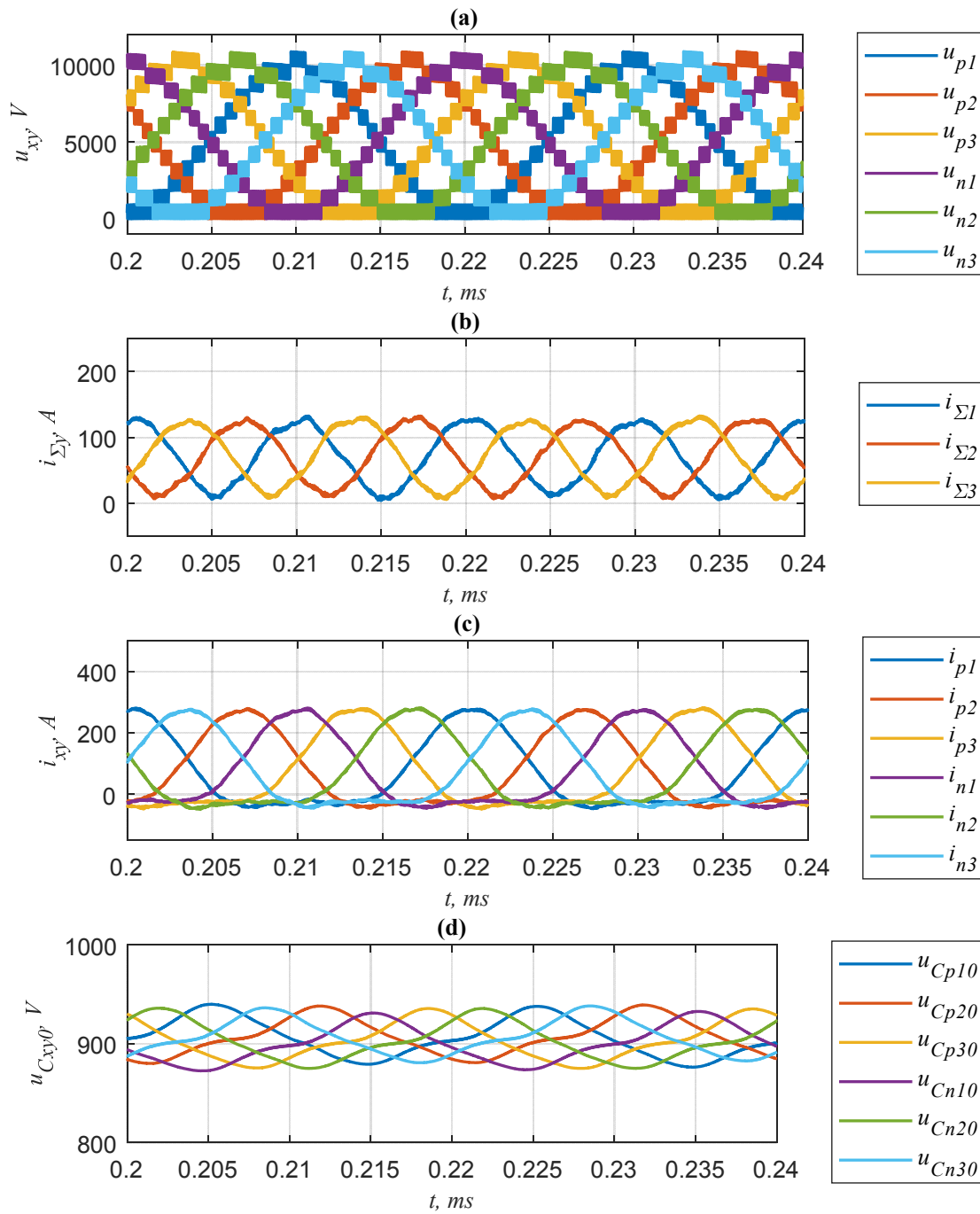


Abb. 50: Stationärer Verlauf der Zweiggrößen des DSCC 4 mit PSPWM im Betriebsmodus 3. Betrieb als Wechselrichter ($\varphi_a = 0$). (a): Zweigspannungen. (b): Sigma-Ströme. (c): Zweigströme. (d): durchschnittliche Zellenkondensatorspannungen.

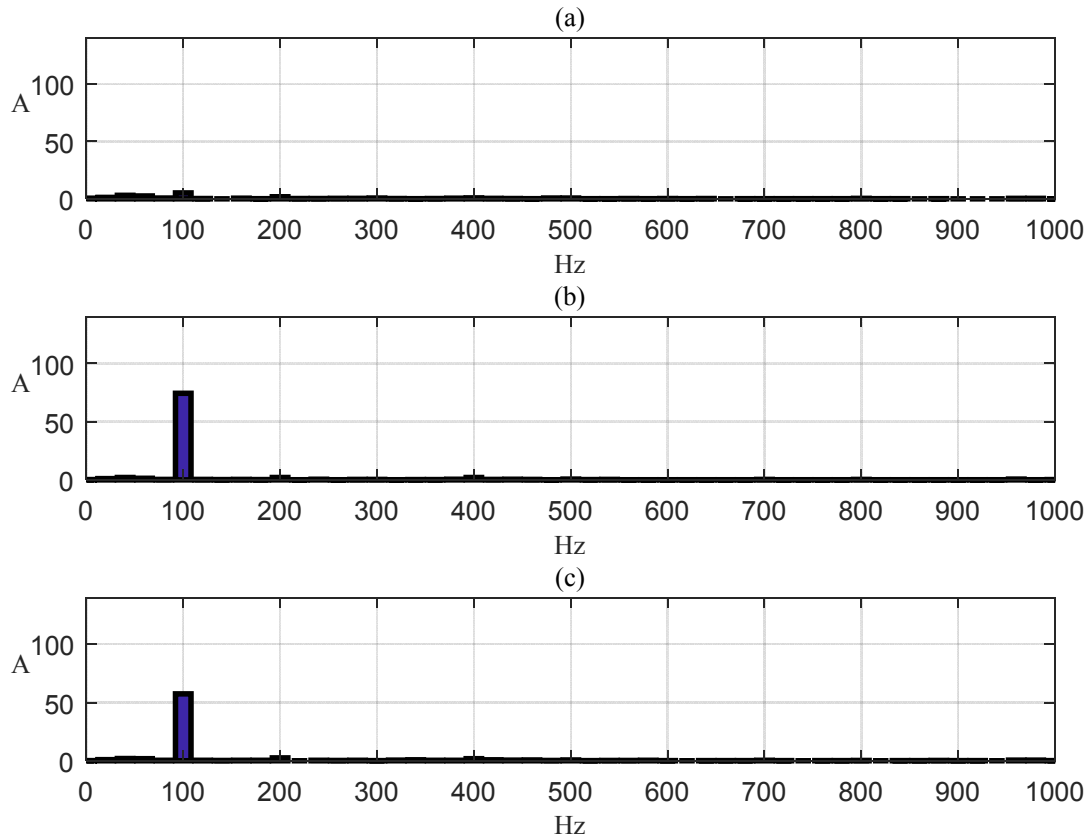


Abb. 51: Frequenzspektren des Kreisstromes im DSCC 4 in den untersuchten Betriebsmodi. (a): Modus 1. (b): Modus 2. (c): Modus 3.

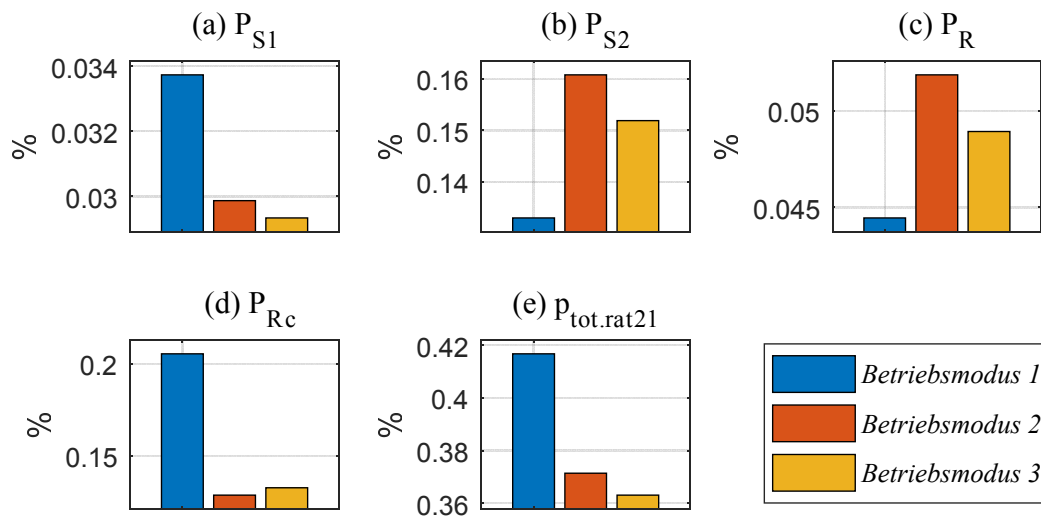


Abb. 52: Verteilung der Verluste zwischen den Bauelementen des DSCC 4 für die drei Betriebsmodi bei Vollast im Wechselrichtermodus ($\varphi_a = 0$). (a): Schalter S1 (high-side). (b): S2 (low-side). (c): Zweigwiderstand R . (d): Kondensatorwiderstände R_C . (e): Gesamtverluste bei Approximation der Durchlassspannungen nach (3.12).

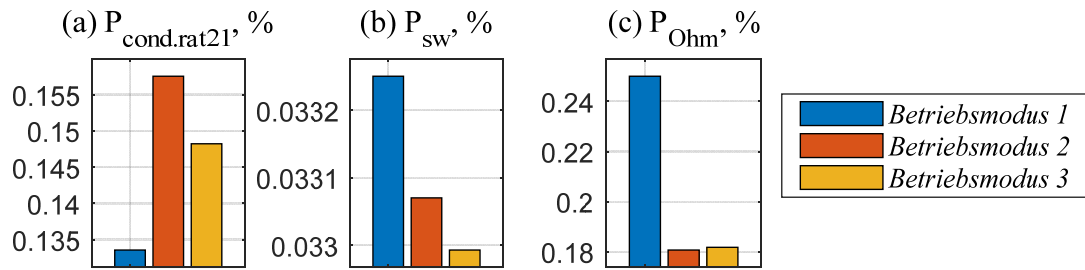


Abb. 53: Verlustkomponenten des DSCC 4 für die drei Betriebsmodi bei Vollast im Wechselrichtermodus ($\varphi_a = 0$). (a): Durchlassverluste. (b): Schaltverluste. (c): ohmsche Verluste.

5.4 SCHLUSSFOLGERUNGEN

Wie die Simulationen gezeigt haben, ist das Potential zur Verlustersparnis in einem Umrichter stark designabhängig. Und umgekehrt, der Effekt von hardwaretechnischen Maßnahmen für die Erhöhung der Effizienz ist bei dem Betrieb ohne und mit Verlustminimierung unterschiedlich.

Die Einspeisung eines Kreisstromes führt immer zu einer Erhöhung des Stromeffektivwertes in der Zweigdrossel und den damit verbundenen Stromanteilen. Die Strombelastung der Zellenkondensatoren kann je nach Fall kleiner oder größer werden. Eine Reduktion der ohmschen Verluste kann somit nur dann erreicht werden, wenn die Reduktion der Kondensatorverluste durch den Kreisstrom größer ist, als die Erhöhung der Verluste in dem Kreisstrompfad.

Eine vereinfachte Beschreibung für den Effekt eines Kreisstromes auf die Halbleiterverluste wird anhand ihrer Approximation als Polynom 2. Ordnung mit den Koeffizienten $a_{0/1/2xy}$ erreicht (s. Abschnitt 3.4.1 auf S.39). Die Verlustterme mit den Faktoren a_{0xy} werden durch den Kreisstrom nicht beeinflusst. Die Summe der Terme mit den Koeffizienten a_{1xy} kann nur dann durch einen Kreisstrom reduziert werden, wenn diese Faktoren für verschiedene Zweigstromrichtungen unterschiedlich sind. Die Terme mit den quadratischen Koeffizienten a_{2xy} müssen zusammen mit den ohmschen Verlusten wie oben beschrieben betrachtet werden.

Somit besteht das Potential zur Erhöhung der Effizienz durch einen Kreisstrom in den folgenden Fällen:

- bei unterschiedlichem Verlustverhalten der Halbbrücken in verschiedene Stromrichtungen,
- bei höheren Verhältnissen von Verlusten der Zellenkapazität und des high-side Schalters zu den Verlusten in dem low-side Schalter und dem Zweigwiderstand.

Der erste Punkt wird neben den Schalterparametern auch durch die Schaltfrequenz bestimmt (vgl. Abb. 40 auf S. 74 mit Abb. 45 auf S. 77). Für eine verlustarme Dimensionierung des Stromrichters muss das untersuchte Verlustminimierungsverfahren schon bei der Dimensionierung von den Komponenten berücksichtigt werden. Der Dimensionierung des Kreisstrompfades muss die höchste Priorität zugewiesen werden, wenn die Stromrichtereffizienz erhöht werden soll. Wird der Verlustminimierungsalgorithmus eingesetzt, ist der Effizienzgewinn direkt proportional zu der Effizienz des Kreisstrompfades.

ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der Untersuchung der Wirkung von den Kreisströmen auf die Effizienz der DSCC-Topologie. Die Schwerpunkte der Arbeit sind:

- Erstellung eines Verlustmodells für die untersuchte Stromrichterschaltung,
- Untersuchung der Eigenschaften von der Gesamtverlustfunktion,
- Bestimmung eines geeigneten Minimierungsverfahrens,
- Simulative Erprobung des Optimierungsansatzes an unterschiedlichen Stromrichterdimensionierungen.

Das beschriebene Verlustmodell auf Basis des Mittelwertansatzes ist für pulsweitenmodulierte Schaltungen einsetzbar. Der Modellbildungs- und Optimierungsansatz kann eingesetzt werden, um Verlustfunktionen für andere Topologien zu bilden, zum Beispiel für die Double-Star Bridge Cell (DSBC) und Single-Delta Bridge Cell (SDBC) Schaltung (S. Abschnitt 1.2.2).

Nach der Analyse der Gesamtverlustfunktion und der Erprobung verschiedener Minimierungsverfahren wurde ein Optimierungsalgorithmus zum Einsatz ausgesucht. Der direkte, simplexbasierte Nelder-Mead-Algorithmus hat in allen Betriebspunkten eine gute Genauigkeit, Konvergenzgeschwindigkeit und Stabilität gezeigt. Aus diesem Ergebnis zusammen mit den diskutierten Funktionseigenschaften folgt, dass direkte Suchalgorithmen für die Lösung der gestellten Aufgabe im Allgemeinen besser geeignet sind, als gradientenbasierte Verfahren. Die analytische Optimierung für einen verallgemeinerten Fall hat sich als zu zeitintensiv und zustandsspezifisch bewiesen und wurde nicht weiterverfolgt.

Bei den simulationstechnischen Untersuchungen wurden die Implementierbarkeit des Optimierungsansatzes und die erwarteten Verlustersparnisse bestätigt. Die Effizienzoptimierung wurde an Stromrichtern mit verschiedenen Modulationsverfahren und Verlusteigenschaften erprobt. Für die meisten untersuchten Fälle gilt: je höher die Verluste vor der Optimierung, desto höher die Verlustersparnis danach.

Weiterführend empfiehlt sich eine experimentelle Validierung des vorgestellten Konzeptes, die aufgrund der fehlenden Versuchsanlage nicht durchgeführt werden konnte. Unbekannt ist der genaue Rechenbedarf für die praktische Implementierung der Stromrichtersteuerung inklusive Modulation, Regelung, Kommunikation und Optimierung. Ein weiterer Schritt zur Implementierung des vorgestellten Konzeptes in industriellen Stromrichtern ist eine online-Identifikation der Verlustparameter der einzelnen Stromrichterzellen des Betriebes und Nutzung dieser Werte für die Effizienzmaximierung und Alterungsüberwachung.

Wie aus den Simulationen bekannt wurde, bringt alleine ein langsames Schalten einen wesentlich höheren Effizienzzuwachs, als ein Kreisstrom. Für sehr langsam schaltende Umrichter ist daher die Untersuchung einer modellprädiktiven Regelung mit Berücksichtigung der Stromrichterverluste empfehlenswert. Weiterhin haben die Methoden der modellprädiktiven Regelung bessere Möglichkeiten zur Integration von anderen physikalischen Aspekten, wie zum Beispiel einer Limitierung der Zweigströme innerhalb eines für die Schalter zulässigen Bereiches.

ANHANG

A.1. TRANSFORMATIONSVORSCHRIFTEN

Clarke-Transformation

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = [C]^{-1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

mit

$$[C]^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

Transformation von $\alpha\beta 0$ -Größen in $dq0$ -Koordinaten

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = [D]^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [D] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

mit

$$[D]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{VD}t) & \sin(\omega_{VD}t) \\ -\sin(\omega_{VD}t) & \cos(\omega_{VD}t) \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

$$[D] = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{VD}t) & -\sin(\omega_{VD}t) \\ \sin(\omega_{VD}t) & \cos(\omega_{VD}t) \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

A.2. VERTIKALE LEISTUNGSFLÜSSE MIT ROTIERENDEN SYSTEMEN DER Δ -SPANNUNG

Die Transformation von (2.47) in natürliche Koordinaten ergibt

$$i_{\Sigma 1(n)} = \hat{i}_{e\Sigma 1(n)} \cos(\vartheta_{(n)}) + \hat{i}_{\Sigma\alpha 2(n)} \cos\left(\vartheta_{(n)} + \frac{\pi}{2}\right) + \hat{i}_{\Sigma 01(n)} \cos(\vartheta_{(n)}) + \hat{i}_{\Sigma 02(n)} \cos\left(\vartheta_{(n)} + \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.36)$$

$$i_{\Sigma 2(n)} = -\frac{1}{2} \hat{i}_{\Sigma\alpha 1(n)} \cos(\vartheta_{(n)}) - \frac{1}{2} \hat{i}_{\Sigma\alpha 2(n)} \cos\left(\vartheta_{(n)} + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{i}_{\Sigma\beta 1(n)} \cos\left(\vartheta_{(n)} + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{i}_{\Sigma\beta 2(n)} \cos(\vartheta_{(n)} + \pi) + \hat{i}_{\Sigma 01(n)} \cos(\vartheta_{(n)}) + \hat{i}_{\Sigma 02(n)} \cos\left(\vartheta_{(n)} + \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.37)$$

$$i_{\Sigma 3(n)} = -\frac{1}{2} \hat{i}_{\Sigma\alpha 1(n)} \cos(\vartheta_{(n)}) - \frac{1}{2} \hat{i}_{\Sigma\alpha 2(n)} \cos\left(\vartheta_{(n)} + \frac{\pi}{2}\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{i}_{\Sigma\beta 1(n)} \cos\left(\vartheta_{(n)} + \frac{\pi}{2}\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{i}_{\Sigma\beta 2(n)} \cos(\vartheta_{(n)} + \pi) + \hat{i}_{\Sigma 01(n)} \cos(\vartheta_{(n)}) + \hat{i}_{\Sigma 02(n)} \cos\left(\vartheta_{(n)} + \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.38)$$

Das Einsetzen von (5.36)-(5.38) in den Term $p_{\Delta y(uqa)}$ von (2.34) liefert für die natürlichen Wirkleistungskomponenten

$$p_{\Delta 1(n)} = -\frac{1}{2} \hat{i}_{e\alpha 1(n)} \hat{u}_{a1(n)} \cos(\gamma_{1(n)}) - \frac{1}{2} \hat{i}_{e\alpha 2(n)} \hat{u}_{a1(n)} \cos\left(\gamma_{1(n)} + \frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{2} \hat{i}_{e01(n)} \hat{u}_{a1(n)} \cos(\gamma_{1(n)}) - \frac{1}{2} \hat{i}_{e02(n)} \hat{u}_{a1(n)} \cos\left(\gamma_{1(n)} + \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.39)$$

$$p_{\Delta 2(n)} = \frac{1}{4} \hat{i}_{e\alpha 1(n)} \hat{u}_{a2(n)} \cos(\gamma_{2(n)}) + \frac{1}{4} \hat{i}_{e\alpha 2(n)} \hat{u}_{a2(n)} \cos\left(\gamma_{2(n)} + \frac{\pi}{2}\right) - \frac{\sqrt{3}}{4} \hat{i}_{e\beta 1(n)} \hat{u}_{a2(n)} \cos\left(\gamma_{2(n)} + \frac{\pi}{2}\right) - \frac{\sqrt{3}}{4} \hat{i}_{e\beta 2(n)} \hat{u}_{a2(n)} \cos(\gamma_{2(n)} + \pi) - \frac{1}{2} \hat{i}_{e01(n)} \hat{u}_{a2(n)} \cos(\gamma_{2(n)}) - \frac{1}{2} \hat{i}_{e02(n)} \hat{u}_{a2(n)} \cos\left(\gamma_{2(n)} + \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.40)$$

$$p_{\Delta 3(n)} = \frac{1}{4} \hat{i}_{e\alpha 1(n)} \hat{u}_{a3(n)} \cos(\gamma_{3(n)}) + \frac{1}{4} \hat{i}_{e\alpha 2(n)} \hat{u}_{a3(n)} \cos\left(\gamma_{3(n)} + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{\sqrt{3}}{4} \hat{i}_{e\beta 1(n)} \hat{u}_{a3(n)} \cos\left(\gamma_{3(n)} + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{\sqrt{3}}{4} \hat{i}_{e\beta 2(n)} \hat{u}_{a3(n)} \cos(\gamma_{3(n)} + \pi) - \frac{1}{2} \hat{i}_{e01(n)} \hat{u}_{a3(n)} \cos(\gamma_{3(n)}) - \frac{1}{2} \hat{i}_{e02(n)} \hat{u}_{a3(n)} \cos\left(\gamma_{3(n)} + \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.41)$$

Nun werden die natürlichen Leistungen $p_{\Delta y(n)}$ in $\alpha\beta 0$ -Koordinaten transformiert und die Winkelwerte eingesetzt:

$$p_{\Delta\alpha(n)} = \hat{i}_{e\alpha 1(n)} \left[-\frac{1}{3} \hat{u}_{a1(n)} + \frac{1}{24} \hat{u}_{a2(n)} + \frac{1}{24} \hat{u}_{a3(n)} \right] \quad (5.42)$$

$$\begin{aligned}
& +\hat{i}_{e\alpha 2(n)} \left[\frac{\sqrt{3}}{24} \hat{u}_{a2(n)} - \frac{\sqrt{3}}{24} \hat{u}_{a3(n)} \right] + \hat{i}_{e\beta 1(n)} \left[\frac{1}{8} \hat{u}_{a2(n)} + \frac{1}{8} \hat{u}_{a3(n)} \right] \\
& +\hat{i}_{e\beta 2(n)} \left[\frac{\sqrt{3}}{24} \hat{u}_{a2(n)} - \frac{\sqrt{3}}{24} \hat{u}_{a3(n)} \right] + \hat{i}_{e01(n)} \left[-\frac{1}{3} \hat{u}_{a1(n)} - \frac{1}{12} \hat{u}_{a2(n)} - \frac{1}{12} \hat{u}_{a3(n)} \right] \\
& +\hat{i}_{e02(n)} \left[-\frac{\sqrt{3}}{12} \hat{u}_{a2(n)} + \frac{\sqrt{3}}{12} \hat{u}_{a3(n)} \right] \\
p_{\Delta\beta(n)} &= \hat{i}_{e\alpha 1(n)} \left[-\frac{\sqrt{3}}{24} \hat{u}_{a2(n)} + \frac{\sqrt{3}}{24} \hat{u}_{a3(n)} \right] + \hat{i}_{e\alpha 2(n)} \left[-\frac{1}{8} \hat{u}_{a2(n)} - \frac{1}{8} \hat{u}_{a3(n)} \right] \\
& +\hat{i}_{e\beta 1(n)} \left[-\frac{\sqrt{3}}{8} \hat{u}_{a2(n)} + \frac{\sqrt{3}}{8} \hat{u}_{a3(n)} \right] + \hat{i}_{e\beta 2(n)} \left[-\frac{1}{8} \hat{u}_{a2(n)} - \frac{1}{8} \hat{u}_{a3(n)} \right] \\
& +\hat{i}_{e01(n)} \left[\frac{\sqrt{3}}{12} \hat{u}_{a2(n)} - \frac{\sqrt{3}}{12} \hat{u}_{a3(n)} \right] + \hat{i}_{e02(n)} \left[\frac{1}{4} \hat{u}_{a2(n)} + \frac{1}{4} \hat{u}_{a3(n)} \right]
\end{aligned} \tag{5.43}$$

$$\begin{aligned}
p_{\Delta 0(n)} &= \hat{i}_{e\alpha 1(n)} \left[-\frac{1}{6} \hat{u}_{a1(n)} - \frac{1}{24} \hat{u}_{a2(n)} - \frac{1}{24} \hat{u}_{a3(n)} \right] \\
& +\hat{i}_{e\alpha 2(n)} \left[-\frac{\sqrt{3}}{24} \hat{u}_{a2(n)} + \frac{\sqrt{3}}{24} \hat{u}_{a3(n)} \right] + \hat{i}_{e\beta 1(n)} \left[-\frac{1}{8} \hat{u}_{a2(n)} - \frac{1}{8} \hat{u}_{a3(n)} \right] \\
& +\hat{i}_{e\beta 2(n)} \left[-\frac{\sqrt{3}}{24} \hat{u}_{a2(n)} + \frac{\sqrt{3}}{24} \hat{u}_{a3(n)} \right] + \hat{i}_{e01(n)} \left[-\frac{1}{6} \hat{u}_{a1(n)} + \frac{1}{12} \hat{u}_{a2(n)} + \frac{1}{12} \hat{u}_{a3(n)} \right] \\
& +\hat{i}_{e02(n)} \left[\frac{\sqrt{3}}{12} \hat{u}_{a2(n)} - \frac{\sqrt{3}}{12} \hat{u}_{a3(n)} \right]
\end{aligned} \tag{5.44}$$

A.3. VERTIKALE LEISTUNGSFLÜSSE MIT DEM NULLANTEIL DER Δ -SPANNUNG

Das Einsetzen von (5.36)-(5.38) in den Term $p_{\Delta y(uq0)}$ von (2.34) ergibt

$$\begin{aligned}
p_{\Delta 1(n)} &= -\frac{1}{2} \hat{i}_{e\alpha 1(n)} \hat{u}_{0(n)} - \frac{1}{2} \hat{i}_{e\alpha 2(n)} \hat{u}_{0(n)} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{2} \hat{i}_{e01(n)} \hat{u}_{0(n)} \\
& - \frac{1}{2} \hat{i}_{e02(n)} \hat{u}_{0(n)} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right)
\end{aligned} \tag{5.45}$$

$$\begin{aligned}
p_{\Delta 2(n)} &= \frac{1}{4} \hat{i}_{e\alpha 1(n)} \hat{u}_{0(n)} + \frac{1}{4} \hat{i}_{e\alpha 2(n)} \hat{u}_{0(n)} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) - \frac{\sqrt{3}}{4} \hat{i}_{e\beta 1(n)} \hat{u}_{0(n)} \\
& - \frac{\sqrt{3}}{4} \hat{i}_{e\beta 2(n)} \hat{u}_{0(n)} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{2} \hat{i}_{e01(n)} \hat{u}_{0(n)} - \frac{1}{2} \hat{i}_{e02(n)} \hat{u}_{0(n)} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right)
\end{aligned} \tag{5.46}$$

$$\begin{aligned}
p_{\Delta 3(n)} &= \frac{1}{4} \hat{i}_{e\alpha 1(n)} \hat{u}_{0(n)} + \frac{1}{4} \hat{i}_{e\alpha 2(n)} \hat{u}_{0(n)} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) + \frac{\sqrt{3}}{4} \hat{i}_{e\beta 1(n)} \hat{u}_{0(n)} \\
& + \frac{\sqrt{3}}{4} \hat{i}_{e\beta 2(n)} \hat{u}_{0(n)} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{2} \hat{i}_{e01(n)} \hat{u}_{0(n)} - \frac{1}{2} \hat{i}_{e02(n)} \hat{u}_{0(n)} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right)
\end{aligned} \tag{5.47}$$

Das Einsetzen der Kosinuswerte und Transformieren in $\alpha\beta 0$ -Koordinaten liefert

$$p_{\Delta\alpha(n)} = -\frac{1}{2}\hat{i}_{e\alpha 1}\hat{u}_0 \quad (5.48)$$

$$p_{\Delta\beta(n)} = -\frac{1}{2}\hat{i}_{e\beta 1}\hat{u}_0 \quad (5.49)$$

$$p_{\Delta 0(n)} = -\frac{1}{2}\hat{i}_{e0 1}\hat{u}_0 \quad (5.50)$$

A.4. DSCC-DESIGNPARAMETER

In die Tabellen unten sind elektrische Parameter von drei verschiedenen DSCC-Umrichtern eingetragen, als Beispiele der Designeigenschaften mit unterschiedlichen Effizienz und Verlustverhältnissen. Der DSCC 1 ist ein HGÜ-Umrichter und ist auf eine sehr hohe Effizienz dimensioniert. DSCC 2 und DSCC 3 stellen Beispiele der Mittelspannungsumrichter mit verschiedenen Schaltertypen dar.

Tabelle 7: Elektrische Parameter

	\hat{u}_a, kV	u_e, kV	S_{nenn}, MVA	m	u_c^*, kV
DSCC 1	310	640	906	360	2,2
DSCC 2	5,344	11,87	5	12	0,9
DSCC 3	5,344	11,87	3,5	12	0,9
DSCC 4	5,344	11,87	3,5	12	0,9

Tabelle 8: Bauelementparameter

	$R, m\Omega$	$R_c, m\Omega$	C, mF	L, mH	Schaltertyp
DSCC 1	110	0,15	6,50	-	CM1200HC-90R / Mitsubishi (2parallel)
DSCC 2	10	0,48	3,76	2	FF650R17IE4D / Infineon
DSCC 3	10	0,63	2,80	2	BSM300D12P2E001 / Rohm (2 parallel)
DSCC 4	10	23	3,30	2	BSM300D12P2E001 / Rohm (4 parallel)

Tabelle 9: Fittingergebnisse für die Koeffiziente der polynomialen Funktion (3.2). RMSE – quadratische Abweichung

		u_{0S}, V	$R_S, m\Omega$	RMSE
CM1200HC-90R	IGBT	1,37	2,24	0,51
	Diode	0,92	1,14	0,33
FF650R17IE4D	IGBT	0,79	2,30	0,21
	Diode	0,60	1,02	0,17
BSM300D12P2E001	MOSFET	0	10,60	0,16
	Diode	0,25	4,22	0,13

Tabelle 10: Fitting-Ergebnisse für die Koeffiziente der gebrochen-rationalen Funktion (3.10) für IGBT-Schalter. RMSE – Quadratische Abweichung

		p_{0cond}	p_{1cond}	p_{2cond}	q_{1cond}	RMSE
CM1200HC-90R	IGBT	28,33	2,46	1,71e-3	64,22	0,2083
	Diode	1,528	1,384	1,141e-3	20,95	0,1159
FF650R17IE4D	IGBT	0,1284	1,036	2,012e-3	5,853	0,0437
	Diode	0,1121	0,897	0,723e-3	27,89	0,0233
BSM300D12P2E001	MOSFET	1715	716,8	0,329	81,81e3	0,0160
	Diode	-1,384	1,09	3,267e-3	82,38	0,0266

Tabelle 11: Koeffiziente der Schaltenergiefunktionen für die Beispielmodule

		a_{Eon}	a_{Eoff}	a_{Err}
CM1200HC-90R	a_0	0,591e-3	0,632e-3	0,483e-3
	a_1	2,701e-6	3,026e-6	2,296e-6
	a_2	0	0	0
FF650R17IE4D	a_0	50,78e-3	0,114	0,063
	a_1	0,171e-3	0,337e-3	0,264e-3
	a_2	0	0	0
BSM300D12P2E001	a_0	2,334e-3	0	1,208e-3
	a_1	1,525e-5	1,444e-5	2,107e-6
	a_2	0	1,784e-8	0

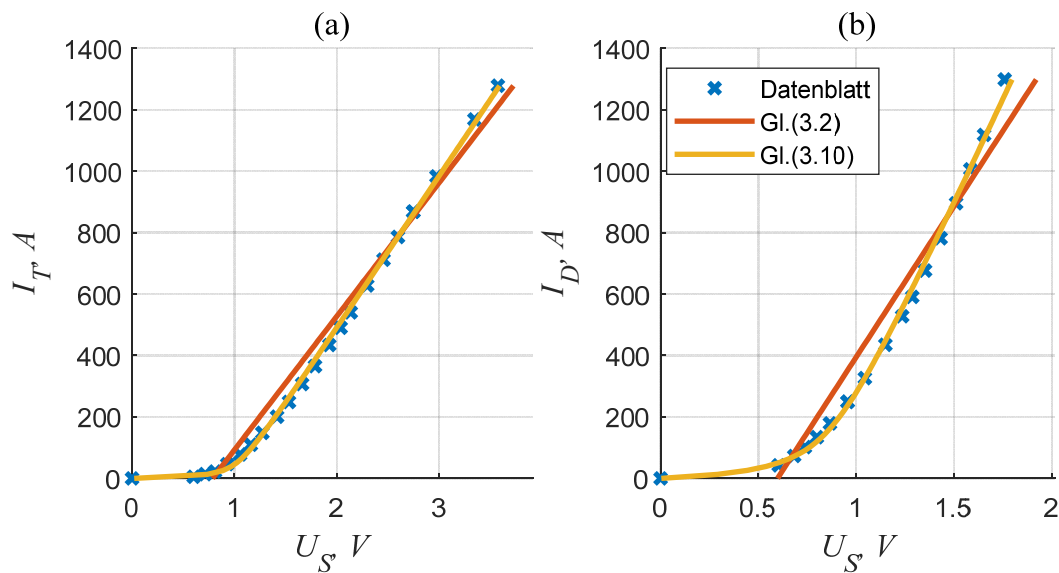


Abb. 54: Durchlasseigenschaften des Halbbrückenmoduls FF650R17IE4D /Infineon [106]. Sperrspannung: 1,7 kV, Maximalstrom: 650 A. (a): Transistorstruktur. (b): Diode. Sperrschichttemperatur: 125°C.

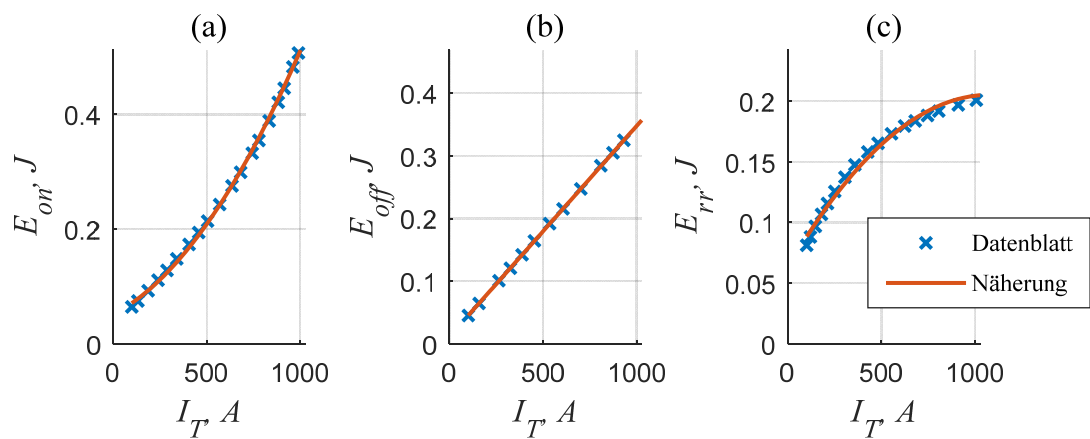


Abb. 55: Schaltenergien des Halbbrückenmoduls FF650R17IE4D /Infineon [106]. (a): Einschaltenergie. (b): Ausschaltenergie. (c): Reverse-recovery Energie. Sperrschichttemperatur: 125°C, Schaltspannung: 900 V.

A.5. PARAMETER UND HERLEITUNGEN FÜR DIE VERLUSTMINIMIERUNG

A.5.1. GESAMTVERLUSTFUNKTION DES DSCC

Um die Verluste einer Phase $p_{tot,y}$ als Funktion des Kreisstromes zu bestimmen, werden die Gleichungen der Zweigströme und ihrer Quadrate in die Phasenleistungsgleichung (3.33) eingesetzt. Die Quadrate der Zweigstromgleichungen (3.35) sind gleich

$$\begin{aligned}
i_{p1}^2 &= \frac{1}{4}i_{\Sigma\alpha}^2 + \frac{3}{4}i_{\Sigma\beta}^2 + i_{\Sigma0}^2 + \frac{1}{4}i_{a2}^2 - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma\beta} - i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma0} - \frac{1}{2}i_{\Sigma\alpha}i_{a2} + \sqrt{3}i_{\Sigma\beta}i_{\Sigma0} \\
&\quad + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\beta}i_{a2} + i_{\Sigma0}i_{a2} \\
i_{p2}^2 &= \frac{1}{4}i_{\Sigma\alpha}^2 + \frac{3}{4}i_{\Sigma\beta}^2 + i_{\Sigma0}^2 + \frac{1}{4}i_{a2}^2 - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma\beta} - i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma0} - \frac{1}{2}i_{\Sigma\alpha}i_{a2} + \sqrt{3}i_{\Sigma\beta}i_{\Sigma0} \\
&\quad + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\beta}i_{a2} + i_{\Sigma0}i_{a2} \\
i_{p3}^2 &= \frac{1}{4}i_{\Sigma\alpha}^2 + \frac{3}{4}i_{\Sigma\beta}^2 + i_{\Sigma0}^2 + \frac{1}{4}i_{a3}^2 + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma\beta} - i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma0} - \frac{1}{2}i_{\Sigma\alpha}i_{a3} - \sqrt{3}i_{\Sigma\beta}i_{\Sigma0} \\
&\quad - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\beta}i_{a3} + i_{\Sigma0}i_{a3} \\
i_{n1}^2 &= \frac{1}{4}i_{\Sigma\alpha}^2 + \frac{3}{4}i_{\Sigma\beta}^2 + i_{\Sigma0}^2 + \frac{1}{4}i_{a2}^2 - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma\beta} - i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma0} + \frac{1}{2}i_{\Sigma\alpha}i_{a2} + \sqrt{3}i_{\Sigma\beta}i_{\Sigma0} \\
&\quad - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\beta}i_{a2} - i_{\Sigma0}i_{a2} \\
i_{n2}^2 &= \frac{1}{4}i_{\Sigma\alpha}^2 + \frac{3}{4}i_{\Sigma\beta}^2 + i_{\Sigma0}^2 + \frac{1}{4}i_{a2}^2 - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma\beta} - i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma0} + \frac{1}{2}i_{\Sigma\alpha}i_{a2} + \sqrt{3}i_{\Sigma\beta}i_{\Sigma0} \\
&\quad - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\beta}i_{a2} - i_{\Sigma0}i_{a2} \\
i_{n3}^2 &= \frac{1}{4}i_{\Sigma\alpha}^2 + \frac{3}{4}i_{\Sigma\beta}^2 + i_{\Sigma0}^2 + \frac{1}{4}i_{a3}^2 + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma\beta} - i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma0} + \frac{1}{2}i_{\Sigma\alpha}i_{a3} - \sqrt{3}i_{\Sigma\beta}i_{\Sigma0} \\
&\quad + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\Sigma\beta}i_{a3} - i_{\Sigma0}i_{a3}
\end{aligned} \tag{5.51}$$

Solange eine Darstellung als Polynom 2. Ordnung möglich ist, hat die Verlustfunktion einer Phase in natürlichen Koordinaten die Form

$$p_{tot,y} = a_{0tot.py} + a_{0tot.ny} + a_{1tot.py}i_{py} + a_{1tot.ny}i_{ny} + a_{2tot.py}i_{py}^2 + a_{2tot.ny}i_{ny}^2 \tag{5.52}$$

mit

$$a_{0/1/2tot.xy} = a_{0/1/2cond.xy} + a_{0/1/2sw.xy} + a_{0/1/2ohm.xy} \tag{5.53}$$

Das Einsetzen von (3.35) und (5.51) in (5.52) liefert für die drei Phasenverlustleistungen $p_{tot,y}$

$$\begin{aligned}
& p_{tot.1} \\
& = \underbrace{a_{0tot.p1} + a_{1tot.p1} \frac{1}{2} i_{a1} + a_{1tot.p1} i_{\Sigma 0} + a_{2tot.p1} i_{\Sigma 0}^2 + \frac{1}{4} a_{2tot.p1} i_{a1}^2 + a_{2tot.p1} i_{\Sigma 0} i_{a1}}_{a_{0p1}} \\
& + \underbrace{(a_{1tot.p1} + 2a_{2tot.p1} i_{\Sigma 0} + a_{2tot.p1} i_{a1})}_{a_{1\alpha p1}} i_{\Sigma \alpha} + \underbrace{a_{2tot.p1} i_{\Sigma \alpha}^2}_{a_{2\alpha p1}} \\
& + \underbrace{a_{0tot.n1} - a_{1tot.n1} \frac{1}{2} i_{a1} + a_{1tot.n1} i_{\Sigma 0} + a_{2tot.n1} i_{\Sigma 0}^2 + \frac{1}{4} a_{2tot.n1} i_{a1}^2 - a_{2tot.n1} i_{\Sigma 0} i_{a1}}_{a_{0n1}} \\
& + \underbrace{(a_{1tot.n1} + 2a_{2tot.n1} i_{\Sigma 0} - a_{2tot.n1} i_{a1})}_{a_{1\alpha n1}} i_{\Sigma \alpha} + \underbrace{a_{2tot.n1} i_{\Sigma \alpha}^2}_{a_{2\alpha n1}}
\end{aligned} \tag{5.54}$$

$$\begin{aligned}
& p_{tot.2} \\
& = \underbrace{a_{0tot.p2} + i_{\Sigma 0} a_{1tot.p2} + \frac{1}{2} a_{1tot.p2} i_{a2} + a_{2tot.p2} i_{\Sigma 0}^2 + \frac{1}{4} a_{2tot.p2} i_{a2}^2 + a_{2tot.p2} i_{\Sigma 0} i_{a2}}_{a_{0p2}} \\
& + \underbrace{\left(-\frac{1}{2} a_{1tot.p2} - a_{2tot.p2} i_{\Sigma 0} - \frac{1}{2} a_{2tot.p2} i_{a2} \right)}_{a_{1\alpha p2}} i_{\Sigma \alpha} + \underbrace{\left(\frac{1}{4} a_{2tot.p2} \right)}_{a_{2\alpha p2}} i_{\Sigma \alpha}^2 \\
& + \underbrace{\left(\frac{\sqrt{3}}{2} a_{1tot.p2} + \sqrt{3} a_{2tot.p2} i_{\Sigma 0} + \frac{\sqrt{3}}{2} a_{2tot.p2} i_{a2} \right)}_{a_{1\beta p2}} i_{\Sigma \beta} + \underbrace{\frac{3}{4} a_{2tot.p2}}_{a_{2\beta p2}} i_{\Sigma \beta}^2 \\
& + \underbrace{\left(-\frac{\sqrt{3}}{2} a_{2tot.p2} \right)}_{a_{\alpha \beta p2}} i_{\Sigma \alpha} i_{\Sigma \beta} \\
& + \underbrace{a_{0tot.n2} + i_{\Sigma 0} a_{1tot.n2} - \frac{1}{2} a_{1tot.n2} i_{a2} + a_{2tot.n2} i_{\Sigma 0}^2 + \frac{1}{4} a_{2tot.n2} i_{a2}^2 - a_{2tot.n2} i_{\Sigma 0} i_{a2}}_{a_{0n1}} \\
& + \underbrace{\left(-\frac{1}{2} a_{1tot.n2} - a_{2tot.n2} i_{\Sigma 0} + \frac{1}{2} a_{2tot.n2} i_{a2} \right)}_{a_{1\alpha n2}} i_{\Sigma \alpha} + \underbrace{\left(\frac{1}{4} a_{2tot.n2} \right)}_{a_{2\alpha n2}} i_{\Sigma \alpha}^2 \\
& + \underbrace{\left(\frac{\sqrt{3}}{2} a_{1tot.n2} + \sqrt{3} a_{2tot.n2} i_{\Sigma 0} - \frac{\sqrt{3}}{2} a_{2tot.n2} i_{a2} \right)}_{a_{1\beta n2}} i_{\Sigma \beta} + \underbrace{\left(\frac{3}{4} a_{2tot.n2} \right)}_{a_{2\beta n2}} i_{\Sigma \beta}^2 \\
& + \underbrace{\left(-\frac{\sqrt{3}}{2} a_{2tot.n2} \right)}_{a_{\alpha \beta n2}} i_{\Sigma \alpha} i_{\Sigma \beta}
\end{aligned} \tag{5.55}$$

$$\begin{aligned}
& p_{tot.3} \\
& = \underbrace{a_{0tot.p3} + a_{1tot.p3} i_{\Sigma 0} + \frac{1}{2} a_{1tot.p3} i_{a3} + a_{2tot.p3} i_{\Sigma 0}^2 + \frac{1}{4} a_{2tot.p3} i_{a3}^2 + a_{2tot.p3} i_{\Sigma 0} i_{a3}}_{a_{0p3}}
\end{aligned} \tag{5.56}$$

$$\begin{aligned}
& + \underbrace{\left(-\frac{1}{2}a_{1tot.p3} - a_{2tot.p3}i_{\Sigma 0} - \frac{1}{2}a_{2tot.p3}i_{a3}\right)}_{a_{1\alpha p3}} i_{\Sigma\alpha} + \underbrace{\left(\frac{1}{4}a_{2tot.p3}\right)}_{a_{2\alpha p3}} i_{\Sigma\alpha}^2 \\
& + \underbrace{\left(-\frac{\sqrt{3}}{2}a_{1tot.p3} - \sqrt{3}a_{2tot.p3}i_{\Sigma 0} - \frac{\sqrt{3}}{2}a_{2tot.p3}i_{a3}\right)}_{a_{1\beta p3}} i_{\Sigma\beta} + \underbrace{\left(\frac{3}{4}a_{2tot.p3}\right)}_{a_{2\beta p3}} i_{\Sigma\beta}^2 \\
& + \underbrace{\left(\frac{\sqrt{3}}{2}a_{2tot.p3}\right)}_{a_{\alpha\beta p3}} i_{\Sigma\alpha} i_{\Sigma\beta} \\
& + \underbrace{a_{0tot.n3} + a_{1tot.n3}i_{\Sigma 0} - \frac{1}{2}a_{1tot.n3}i_{a3} + a_{2tot.n3}i_{\Sigma 0}^2 + \frac{1}{4}a_{2tot.n3}i_{a3}^2 - a_{2tot.n3}i_{\Sigma 0}i_{a3}}_{a_{0n3}} \\
& + \underbrace{\left(-\frac{1}{2}a_{1tot.n3} - a_{2tot.n3}i_{\Sigma 0} + \frac{1}{2}a_{2tot.n3}i_{a3}\right)}_{a_{1\alpha n3}} i_{\Sigma\alpha} + \underbrace{\left(\frac{1}{4}a_{2tot.n3}\right)}_{a_{2\alpha n3}} i_{\Sigma\alpha}^2 \\
& + \underbrace{\left(-\frac{\sqrt{3}}{2}a_{1tot.n3} - \sqrt{3}a_{2tot.n3}i_{\Sigma 0} + \frac{\sqrt{3}}{2}a_{2tot.n3}i_{a3}\right)}_{a_{1\beta n3}} i_{\Sigma\beta} + \underbrace{\left(\frac{3}{4}a_{2tot.n3}\right)}_{a_{2\beta n3}} i_{\Sigma\beta}^2 \\
& + \underbrace{\left(\frac{\sqrt{3}}{2}a_{2tot.n3}\right)}_{a_{\alpha\beta n3}} i_{\Sigma\alpha} i_{\Sigma\beta}
\end{aligned}$$

Nun werden (5.54)-(5.56) in (3.34) eingesetzt, um die Gesamtverlustfunktion zu erhalten:

$$p_{tot} = a_0 + a_{1\alpha}i_{\Sigma\alpha} + a_{2\alpha}i_{\Sigma\alpha}^2 + a_{1\beta}i_{\Sigma\beta} + a_{2\beta}i_{\Sigma\beta}^2 + a_{\alpha\beta}i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma\beta} \quad (5.57)$$

mit den Koeffizienten

$$a_0 = \sum_{y=1}^3 \underbrace{(a_{0py} + a_{0ny})}_{a_{0y}} \quad (5.58)$$

$$a_{1\alpha} = \sum_{y=1}^3 \underbrace{(a_{1\alpha py} + a_{1\alpha ny})}_{a_{1\alpha y}} \quad (5.59)$$

$$a_{2\alpha} = \sum_{y=1}^3 \underbrace{(a_{2\alpha py} + a_{2\alpha ny})}_{a_{2\alpha y}} \quad (5.60)$$

$$a_{1\beta} = \sum_{y=1}^3 \underbrace{(a_{1\beta py} + a_{1\beta ny})}_{a_{1\beta y}} \quad (5.61)$$

$$a_{2\beta} = \sum_{y=1}^3 \underbrace{(a_{2\beta py} + a_{2\beta ny})}_{a_{2\beta y}} \quad (5.62)$$

$$a_{\alpha\beta} = \sum_{y=1}^3 \underbrace{(a_{\alpha\beta py} + a_{\alpha\beta ny})}_{a_{\alpha\beta y}} \quad (5.63)$$

a) Approximation der Durchlassverluste durch polynomiale Funktion

Die Gesamtverlustfunktion, die unter Nutzung der Koeffizienten $a_{0/1/2tot.poly1.xy}$ aus (3.32) über den Rechenweg (5.52)-(5.63) erreicht wird, wird an dieser Stelle definiert als

$$p_{tot.poly1} = a_{0.poly1} + a_{1\alpha.poly1}i_{\Sigma\alpha} + a_{2\alpha.poly1}i_{\Sigma\alpha}^2 + a_{1\beta.poly1}i_{\Sigma\beta} + a_{2\beta.poly1}i_{\Sigma\beta}^2 + a_{\alpha\beta.poly1}i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma\beta} \quad (5.64)$$

b) Approximation der Durchlassverluste durch rational-gebrochene Funktion

Durch das Einsetzen der Koeffizienten $a_{0/1/2tot.rat21.xy}$ in (5.52)-(5.63) ergibt sich der polynomiale Teil $p_{tot.poly.rat21}$ von (3.40):

$$p_{tot.poly.rat21} = a_{0.rat21} + a_{1\alpha.rat21}i_{\Sigma\alpha} + a_{2\alpha.rat21}i_{\Sigma\alpha}^2 + a_{1\beta.rat21}i_{\Sigma\beta} + a_{2\beta.rat21}i_{\Sigma\beta}^2 + a_{\alpha\beta.rat21}i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma\beta} \quad (5.65)$$

Wird $p_{tot.poly.rat21}$ zu (3.39) addiert, resultiert eine zum Teil rationale, zum Teil polynomiale Funktion:

$$p_{tot.rat21} = \sum_{y=1}^3 (p_{cond.rat21.py} + p_{cond.rat21.ny}) + a_{0.rat21} + a_{1\alpha.rat21}i_{\Sigma\alpha} + a_{2\alpha.rat21}i_{\Sigma\alpha}^2 + a_{1\beta.rat21}i_{\Sigma\beta} + a_{2\beta.rat21}i_{\Sigma\beta}^2 + a_{\alpha\beta.rat21}i_{\Sigma\alpha}i_{\Sigma\beta} \quad (5.66)$$

A.5.2. GRADIENT, OPTIMALE SCHRITTWEITE UND HESSE-MATRIX VON $p_{tot.poly1}$

Mit der Beschreibung der Zielfunktion nach (5.64) ist ihr Gradient in der Iteration (k)

$$\begin{aligned} g_{\alpha.poly1(k)} &= \frac{\partial p_{tot}}{\partial i_{\Sigma\alpha}} = a_{1\alpha.poly1} + 2a_{2\alpha.poly1}i_{\Sigma\alpha(k)} + a_{\alpha\beta.poly1}i_{\Sigma\beta(k)} \\ g_{\beta.poly1(k)} &= \frac{\partial p_{tot}}{\partial i_{\Sigma\beta}} = a_{1\beta.poly1} + 2a_{2\beta.poly1}i_{\Sigma\beta(k)} + a_{\alpha\beta.poly1}i_{\Sigma\alpha(k)} \end{aligned} \quad (5.67)$$

Der Gradientenvektor $[g_{\alpha(k)} \quad g_{\beta(k)}]^T$ ist somit

$$\begin{aligned} [g]_{poly1(k)} &= \begin{bmatrix} 2a_{2\alpha.poly1} & a_{\alpha\beta.poly1} \\ a_{\alpha\beta.poly1} & 2a_{2\beta.poly1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\Sigma\alpha(k)} \\ i_{\Sigma\beta(k)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -a_{1\alpha.poly1} \\ -a_{1\beta.poly1} \end{bmatrix} \\ &= [Q_{poly1}][i_{\Sigma}(k)] - [B_{poly1}] \end{aligned} \quad (5.68)$$

Die Hesse-Matrix für (5.64) ist

$$[H]_{poly1(k)} = \frac{\partial [g]_{poly1(k)}}{\partial [i_{\Sigma\alpha}]_{(k)}} = \begin{bmatrix} 2a_{2\alpha.poly1} & a_{\alpha\beta.poly1} \\ a_{\alpha\beta.poly1} & 2a_{2\beta.poly1} \end{bmatrix} \quad (5.69)$$

Das Optimum der Zielfunktion wird in einem Punkt $[i_{\Sigma}]_{(k)}^*$ erreicht, in dem der Gradientenvektor $[g]_{(k)}$ null ist:

$$[i_{\Sigma}]_{(k)}^* = [Q_{poly1}]^{-1} [B_{poly1}] \quad (5.70)$$

Unter der Annahme, dass die Parameter der Zielfunktion in dem Schritt $(k + 1)$ gleich den Parametern im Schritt k gleich sind (d.h. keine Zweigstromnulldurchgangslinie wird überschritten und die Änderung der Ströme, Spannungen und Tastverhältnisse vernachlässigbar klein ist), ist die Zielfunktion in dem nächsten Iterationsschritt gleich

$$\begin{aligned} p_{tot(k+1)} &= a_0 + a_{1\alpha}(i_{\Sigma\alpha(k)} - \alpha_{(k)}g_{\alpha(k)}) + a_{2\alpha}(i_{\Sigma\alpha(k)} - \alpha_{(k)}g_{\alpha(k)})^2 \\ &\quad + a_{1\beta}(i_{\Sigma\beta(k)} - \alpha_{(k)}g_{\beta(k)}) + a_{2\beta}(i_{\Sigma\beta(k)} - \alpha_{(k)}g_{\beta(k)})^2 \\ &\quad + a_{\alpha\beta}(i_{\Sigma\alpha(k)} - \alpha_{(k)}g_{\alpha(k)})(i_{\Sigma\beta(k)} - \alpha_{(k)}g_{\beta(k)}) \\ &= a_0 + a_{1\alpha}i_{\Sigma\alpha(k)} - a_{1\alpha}\alpha_{(k)}g_{\alpha(k)} + a_{2\alpha}i_{\Sigma\alpha(k)}^2 - 2a_{2\alpha}\alpha_{(k)}g_{\alpha(k)}i_{\Sigma\alpha(k)} \\ &\quad + a_{2\alpha}\alpha_{(k)}^2g_{\alpha(k)}^2 + a_{1\beta}i_{\Sigma\beta(k)} - a_{1\beta}\alpha_{(k)}g_{\beta(k)} + a_{2\beta}i_{\Sigma\beta(k)}^2 \\ &\quad - 2a_{2\beta}\alpha_{(k)}g_{\beta(k)}i_{\Sigma\beta(k)} + a_{2\beta}\alpha_{(k)}^2g_{\beta(k)}^2 + a_{\alpha\beta}i_{\Sigma\alpha(k)}i_{\Sigma\beta(k)} \\ &\quad - a_{\alpha\beta}\alpha_{(k)}g_{\alpha(k)}i_{\Sigma\beta(k)} - a_{\alpha\beta}\alpha_{(k)}g_{\beta(k)}i_{\Sigma\alpha(k)} + a_{\alpha\beta}\alpha_{(k)}^2g_{\alpha(k)}g_{\beta(k)} \end{aligned} \quad (5.71)$$

An dieser Stelle wird nach einer Schrittweite für (4.23) gesucht, mit der $p_{tot(k+1)}$ minimiert wird. Sie entspricht der Strecke, die in Richtung $[g]_{(k)}$ zurückgelegt werden muss, um an das Minimum von $p_{tot(k)}$ zu gelangen. Die Ableitung von $p_{tot(k+1)}$ nach der Schrittweite α ist

$$\begin{aligned} \frac{\partial p_{tot(k+1)}}{\partial \alpha} &= -a_{1\alpha}g_{\alpha(k)} - 2a_{2\alpha}i_{\Sigma\alpha(k)}g_{\alpha(k)} + 2a_{2\alpha}\alpha_{(k)}g_{\alpha(k)}^2 - a_{1\beta}g_{\beta(k)} \\ &\quad - 2a_{2\beta}i_{\Sigma\beta(k)}g_{\beta(k)} + 2a_{2\beta}\alpha_{(k)}g_{\beta(k)}^2 - a_{\alpha\beta}g_{\alpha(k)}i_{\Sigma\beta(k)} - a_{\alpha\beta}g_{\beta(k)}i_{\Sigma\alpha(k)} \\ &\quad + 2\alpha_{(k)}g_{\alpha(k)}g_{\beta(k)}a_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (5.72)$$

Wird (5.72) gleich null gesetzt und nach α umgestellt, dann ergibt sich

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{Z}{N} \\ Z &= a_{1\alpha}g_{\alpha(k)} + 2a_{2\alpha}i_{\Sigma\alpha(k)}g_{\alpha(k)} + a_{1\beta}g_{\beta(k)} + 2a_{2\beta}i_{\Sigma\beta(k)}g_{\beta(k)} + a_{\alpha\beta}g_{\alpha(k)}i_{\Sigma\beta(k)} \\ &\quad + a_{\alpha\beta}g_{\beta(k)}i_{\Sigma\alpha(k)} \\ N &= 2a_{2\alpha}\alpha_{(k)}g_{\alpha(k)}^2 + 2a_{2\beta}\alpha_{(k)}g_{\beta(k)}^2 + 2\alpha_{(k)}g_{\alpha(k)}g_{\beta(k)}a_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (5.73)$$

In Vektorform lassen sich Zähler und Nenner wie folgt darstellen:

$$\alpha_{(k)} = \frac{[g]_{(k)}^T [Q_{poly1}] [g]_{(k)} - [B_{poly1}]^T [g]_{(k)}}{[g]_{(k)}^T [Q_{poly1}] [g]_{(k)}} \quad (5.74)$$

Unter Beachtung der Gleichheit $[Q_{poly1}][i_{\Sigma}]_{(k)} - [B_{poly1}] = [g]_{(k)}$ wird (5.74) zu

$$\alpha_{(k)} = \frac{[g]_{(k)}^T [g]_{(k)}}{[g]_{(k)}^T [Q_{poly1}] [g]_{(k)}} \quad (5.75)$$

A.5.3. GRADIENTE UND HESSE-MATRIX VON $p_{tot.rat21}$

Die ersten Ableitungen von $p_{cond.rat21.xy}$ nach $i_{\Sigma\alpha}$ und $i_{\Sigma\beta}$ sind

$$\begin{aligned} g_{p_{cond.rat21.p/n1\alpha}} &= \frac{\partial p_{cond.rat21.p/n1}}{\partial i_{\Sigma\alpha}} \\ &= s_{p/n1} m d_{p/n1} \frac{p_{0cond.S1p/n1} + 2s_{p/n1} p_{1cond.S1p/n1} i_{p/n1} + 3p_{2cond.S1p/n1} i_{p/n1}^2}{q_{1cond.S1p/n1} + s_{p/n1} i_{p/n1}} \\ &\quad - s_{p/n1}^2 m d_{p/n1} \frac{p_{0cond.S1p/n1} i_{p/n1} + s_{p/n1} p_{1cond.S1p/n1} i_{p/n1}^2 + p_{2cond.S1p/n1} i_{p/n1}^3}{(q_{1cond.S1p/n1} + s_{p/n1} i_{p/n1})^2} \\ &\quad + m(1 - d_{p/n1}) \frac{p_{0cond.S2p/n1} + 2s_{p/n1} p_{1cond.S2p/n1} i_{p/n1} + 3p_{2cond.S2p/n1} i_{p/n1}^2}{q_{1cond.S2p/n1} + s_{p/n1} i_{p/n1}} \\ &\quad - s_{p/n1} m(1 - d_{p/n1}) \frac{p_{0cond.S2p/n1} i_{p/n1} + s_{p/n1} p_{1cond.S2p/n1} i_{p/n1}^2 + p_{2cond.S2p/n1} i_{p/n1}^3}{(q_{1cond.S2p/n1} + s_{p/n1} i_{p/n1})^2} \end{aligned} \quad (5.76)$$

$$g_{p_{cond.rat21.p/n1\beta}} = \frac{\partial p_{cond.rat21.p/n1}}{\partial i_{\Sigma\beta}} = 0 \quad (5.77)$$

$$\begin{aligned} g_{p_{cond.rat21.p/ny\alpha}} &= \frac{\partial p_{cond.rat21.p/ny}}{\partial i_{\Sigma\alpha}} \\ &= -s_{p/ny} m d_{p/ny} \frac{\frac{1}{2} p_{0cond.S1p/ny} \pm s_{p/ny} p_{1cond.S1p/ny} i_{p/ny} + \frac{3}{2} p_{2cond.S1p/ny} i_{p/ny}^2}{q_{1cond.S1p/ny} + s_{p/ny} i_{p/ny}} \\ &\quad \pm s_{p/ny}^2 m d_{p/ny} \frac{p_{0cond.S1p/ny} i_{p/ny} \pm s_{p/ny} p_{1cond.S1p/ny} i_{p/ny}^2 + \frac{3}{2} p_{2cond.S1p/ny} i_{p/ny}^3}{(q_{1cond.S1p/ny} + s_{p/ny} i_{p/ny})^2} \\ &\quad - m(1 - d_{p/ny}) \frac{\frac{1}{2} p_{0cond.S2p/ny} \pm s_{p/ny} p_{1cond.S2p/ny} i_{p/ny} + \frac{3}{2} p_{2cond.S2p/ny} i_{p/ny}^2}{q_{1cond.S2p/ny} + s_{p/ny} i_{p/ny}} \\ &\quad \pm m(1 - d_{p/ny}) \frac{p_{0cond.S2p/ny} i_{p/ny} \pm s_{p/ny} p_{1cond.S2p/ny} i_{p/ny}^2 + \frac{3}{2} p_{2cond.S2p/ny} i_{p/ny}^3}{(q_{1cond.S2p/ny} + s_{p/ny} i_{p/ny})^2} \end{aligned} \quad (5.78)$$

$y \in [2,3]$

$$\begin{aligned}
g_{pcond.rat21.p/n2\beta} &= \frac{\partial p_{cond.rat21.p/n2}}{\partial i_{\Sigma\beta}} \\
&= s_{p/n2} m d_{p/n2} \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} p_{0cond.S1p/n2} \pm \sqrt{3} s_{p/n2} p_{1cond.S1p/n2} i_{p/n2} + \frac{3\sqrt{3}}{2} p_{2cond.S1p/n2} i_{p/n2}^2}{q_{1cond.S1p/n2} + s_{p/n2} i_{p/n2}} \\
&\quad \mp \sqrt{3} s_{p/n2}^2 m d_{p/n2} \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} p_{0cond.S1p/n2} i_{p/n2} \pm \sqrt{3} s_{p/n2} p_{1cond.S1p/n2} i_{p/n2}^2 + p_{2cond.S1p/n2} i_{p/n2}^3}{2(q_{1cond.S1p/n2} + s_{p/n2} i_{p/n2})^2} \\
&\quad + s_{p/n2} m (1 - d_{p/n2}) \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} p_{0cond.S2p/n2} \pm \sqrt{3} s_{p/n2} p_{1cond.S2p/n2} i_{p/n2} + \frac{3\sqrt{3}}{2} p_{2cond.S2p/n2} i_{p/n2}^2}{q_{1cond.S2p/n2} + s_{p/n2} i_{p/n2}} \\
&\quad \mp \sqrt{3} s_{p/n2}^2 m (1 - d_{p/n2}) \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} p_{0cond.S2p/n2} i_{p/n2} \pm \sqrt{3} s_{p/n2} p_{1cond.S2p/n2} i_{p/n2}^2}{2(q_{1cond.S2p/n2} + s_{p/n2} i_{p/n2})^2} \\
&\quad \mp \sqrt{3} s_{p/n2}^2 m (1 - d_{p/n2}) \frac{p_{2cond.S2p/n2} i_{p/n2}^3}{2(q_{1cond.S2p/n2} + s_{p/n2} i_{p/n2})^2}
\end{aligned} \tag{5.79}$$

$$\begin{aligned}
g_{pcond.rat21.p/n3\beta} &= \frac{\partial p_{cond.rat21.p/n3}}{\partial i_{\Sigma\beta}} \\
&= -s_{p/n3} m d_{p/n3} \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} p_{0cond.S1p/n3} \pm \sqrt{3} s_{p/n3} p_{1cond.S1p/n3} i_{p/n3} + \frac{3\sqrt{3}}{2} p_{2cond.S1p/n3} i_{p/n3}^2}{q_{1cond.S1p/n3} + s_{p/n3} i_{p/n3}} \\
&\quad \pm \sqrt{3} s_{p/n3}^2 m d_{p/n3} \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} p_{0cond.S1p/n3} i_{p/n3} \pm \sqrt{3} s_{p/n3} p_{1cond.S1p/n3} i_{p/n3}^2 + p_{2cond.S1p/n3} i_{p/n3}^3}{2(q_{1cond.S1p/n3} + s_{p/n3} i_{p/n3})^2} \\
&\quad - s_{p/n3} m (1 - d_{p/n3}) \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} p_{0cond.S2p/n3} \pm \sqrt{3} s_{p/n3} p_{1cond.S2p/n3} i_{p/n3} + \frac{3\sqrt{3}}{2} p_{2cond.S2p/n3} i_{p/n3}^2}{q_{1cond.S2p/n3} + s_{p/n3} i_{p/n3}} \\
&\quad \pm \sqrt{3} s_{p/n3}^2 m (1 - d_{p/n3}) \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} p_{0cond.S2p/n3} i_{p/n3} \pm \sqrt{3} s_{p/n3} p_{1cond.S2p/n3} i_{p/n3}^2}{2(q_{1cond.S2p/n3} + s_{p/n3} i_{p/n3})^2} \\
&\quad \pm \sqrt{3} s_{p/n3}^2 m (1 - d_{p/n3}) \frac{p_{2cond.S2p/n3} i_{p/n3}^3}{2(q_{1cond.S2p/n3} + s_{p/n3} i_{p/n3})^2}
\end{aligned} \tag{5.80}$$

Ableitungen 2. Ordnung von $p_{cond.rat21.xy}$ nach $i_{\Sigma\alpha}$:

$$\frac{\partial^2 p_{cond.rat21.p/n1}}{\partial^2 i_{\Sigma\alpha}} = s_{p/n1} m d_{p/n1} \frac{2s_{p/n1} p_{1cond.S1p/n1} + 6p_{2cond.S1p/n1} i_{p/n1}}{q_{1cond.S1p/n1} + s_{p/n1} i_{p/n1}} \tag{5.81}$$

$$\begin{aligned}
& -2s_{p/n1}^2 m d_{p/n1} \frac{p_{0cond.S1p/n1} + 2s_{p/n1} p_{1cond.S1p/n1} i_{p/n1} + 3p_{2cond.S1p/n1} i_{p/n1}^2}{(q_{1cond.S1p/n1} + s_{p/n1} i_{p/n1})^2} \\
& + 2s_{p/n1}^3 m d_{p/n1} \frac{p_{0cond.S1p/n1} i_{p/n1} + s_{p/n1} p_{1cond.S1p/n1} i_{p/n1}^2 + p_{2cond.S1p/n1} i_{p/n1}^3}{2(q_{1cond.S1p/n1} + s_{p/n1} i_{p/n1})^3} \\
& + m(1 - d_{p/n1}) \frac{2s_{p/n1} p_{1cond.S2p/n1} + 6p_{2cond.S2p/n1} i_{p/n1}}{q_{1cond.S1p/n1} + s_{p/n1} i_{p/n1}} \\
& + 2s_{p/n1}^2 m(1 - d_{p/n1}) \frac{p_{0cond.S2p/n1} + 2s_{p/n1} p_{1cond.S2p/n1} i_{p/n1} + 3p_{2cond.S2p/n1} i_{p/n1}^2}{(q_{1cond.S2p/n1} + s_{p/n1} i_{p/n1})^2} \\
& - 2s_{p/n1}^3 m(1 - d_{p/n1}) \frac{p_{0cond.S2p/n1} i_{p/n1} + s_{p/n1} p_{1cond.S2p/n1} i_{p/n1}^2 + p_{2cond.S2p/n1} i_{p/n1}^3}{2(q_{1cond.S2p/n1} + s_{p/n1} i_{p/n1})^3} \\
& \frac{\partial p_{cond.rat21.p/ny}^2}{\partial^2 i_{\Sigma\alpha}} = s_{p/ny} m d_{p/ny} \frac{\frac{1}{2} s_{p/ny} p_{1cond.S1p/ny} \pm \frac{3}{2} p_{2cond.S1p/ny} i_{p/ny}}{q_{1cond.S1p/ny} + s_{p/n2} i_{p/ny}} \\
& - s_{p/ny}^2 m d_{p/ny} \frac{\frac{1}{2} p_{0cond.S1p/ny} \pm \frac{1}{2} s_{p/ny} p_{1cond.S1p/ny} i_{p/ny} + \frac{3}{2} p_{2cond.S1p/ny} i_{p/ny}^2}{(q_{1cond.S1p/ny} + s_{p/n2} i_{p/ny})^2} \\
& + s_{p/ny}^3 m d_{p/ny} \frac{p_{0cond.S1p/ny} i_{p/ny} + s_{p/ny} p_{1cond.S1p/ny} i_{p/ny}^2 + p_{2cond.S1p/ny} i_{p/ny}^3}{2(q_{1cond.S1p/ny} + s_{p/ny} i_{p/ny})^3} \\
& + m(1 - d_{p/ny}) \frac{\frac{1}{2} s_{p/ny} p_{1cond.S2p/ny} \pm \frac{3}{2} p_{2cond.S2p/ny} i_{p/ny}}{q_{1cond.S2p/ny} + s_{p/n2} i_{p/ny}} \\
& - m s_{p/ny} (1 - d_{p/ny}) \frac{\frac{1}{2} p_{0cond.S2p/ny} \pm s_{p/ny} p_{1cond.S2p/ny} i_{p/ny} + \frac{3}{2} p_{2cond.S2p/ny} i_{p/ny}^3}{(q_{1cond.S1p/ny} + s_{p/n2} i_{p/ny})^2} \\
& + m s_{p/ny}^2 (1 - d_{p/ny}) \frac{p_{0cond.S2p/ny} i_{p/ny} \pm s_{p/ny} p_{1cond.S2p/ny} i_{p/ny} + p_{2cond.S2p/ny} i_{p/ny}^3}{(q_{1cond.S1p/ny} + s_{p/ny} i_{p/ny})^3} \\
& y \in [2,3]
\end{aligned} \tag{5.82}$$

Gradiente 2. Ordnung von $p_{cond.rat21.xy}$ nach $i_{\Sigma\beta}$:

$$\frac{\partial p_{cond.rat21.p/n1}^2}{\partial^2 i_{\Sigma\beta}} = 0 \tag{5.83}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial p_{cond.rat21.p/ny}^2}{\partial^2 i_{\Sigma\beta}} &= \frac{3m d_{p/ny} p_{2cond.S1p/ny}}{2(q_{1cond.S1p/ny} + v_{p/ny} i_{p/ny})} \\
& - \frac{\sqrt{3} m d_{p/ny} v_{p/ny} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} p_{1cond.S1p/ny} + \sqrt{3} p_{2cond.S1p/ny} i_{p/ny} \right)}{(q_{1cond.S1p/ny} + v_{p/ny} i_{p/ny})^2}
\end{aligned} \tag{5.84}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{3md_{p/ny}v_{p/ny}^2(p_{0cond.S1p/ny} + p_{1cond.S1p/ny}i_{p/ny} + p_{2cond.S1p/ny}i_{p/ny}^2)}{2(q_{1cond.S1p/ny} + v_{p/ny}i_{p/ny})^3} \\
& + \frac{3m(1 - d_{p/ny})p_{2cond.S2p/ny}}{2(q_{1cond.S2p/ny} + v_{p/ny}i_{p/ny})} \\
& - \frac{\sqrt{3}m(1 - d_{p/ny})v_{p/ny}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}p_{1cond.S2p/ny} + \sqrt{3}p_{2cond.S2p/ny}i_{p/ny}\right)}{(q_{1cond.S2p/ny} + v_{p/ny}i_{p/ny})^2} \\
& + \frac{3m(1 - d_{p/ny})v_{p/ny}^2(p_{0cond.S2p/ny} + p_{1cond.S2p/ny}i_{p/ny} + p_{2cond.S2p/ny}i_{p/ny}^2)}{2(q_{1cond.S2p/ny} + v_{p/ny}i_{p/ny})^3} \forall y \\
& \in [2, 3]
\end{aligned}$$

Gradiente 2. Ordnung von $p_{cond.rat21.xy}$ nach $i_{\Sigma\alpha}$, $i_{\Sigma\beta}$:

$$\frac{\partial p_{cond.rat21.p/n1}^2}{\partial i_{\Sigma\alpha} \partial i_{\Sigma\beta}} = \frac{\partial p_{cond.rat21.p/n1}^2}{\partial i_{\Sigma\beta} \partial i_{\Sigma\alpha}} = 0 \quad (5.85)$$

$$\begin{aligned}
& \frac{\partial p_{cond.rat21.p/n2}^2}{\partial i_{\Sigma\alpha} \partial i_{\Sigma\beta}} = \frac{\partial p_{cond.rat21.p/n2}^2}{\partial i_{\Sigma\beta} \partial i_{\Sigma\alpha}} \\
& = \mp s_{p/n2} m d_{p/n2} \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} s_{p/n2} p_{1cond.S1p/n2} + \frac{3\sqrt{3}}{2} p_{2cond.S1p/n2} i_{p/n2}}{q_{1cond.S1p/n2} + s_{p/n2} i_{p/n2}} \\
& + s_{p/n2}^2 m d_{p/n2} \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} p_{0cond.S1p/n2} \pm \sqrt{3} s_{p/n2} p_{1cond.S1p/n2} i_{p/n2} + \frac{3\sqrt{3}}{2} p_{2cond.S1p/n2} i_{p/n2}^2}{(q_{1cond.S2p/n2} + s_{p/n2} i_{p/n2})^2} \\
& \mp s_{p/n2}^3 m d_{p/n2} \sqrt{3} \frac{p_{0cond.S1p/n2} i_{p/n2} \pm s_{p/n2} p_{1cond.S1p/n2} i_{p/n2}^2 + p_{2cond.S1p/n2} i_{p/n2}^3}{2(q_{1cond.S2p/n2} + s_{p/n2} i_{p/n2})^3} \\
& \mp s_{p/n2} m (1 - d_{p/n2}) \frac{\pm \frac{\sqrt{3}}{2} s_{p/n2} p_{1cond.S1p/n2} + \frac{3\sqrt{3}}{2} p_{2cond.S1p/n2} i_{p/n2}}{q_{1cond.S1p/n2} + s_{p/n2} i_{p/n2}} \\
& + s_{p/n2}^2 m (1 - d_{p/n2}) \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} p_{0cond.S1p/n2} \pm \sqrt{3} s_{p/n2} p_{1cond.S1p/n2} i_{p/n2}}{(q_{1cond.S2p/n2} + s_{p/n2} i_{p/n2})^2} \\
& + s_{p/n2}^2 m (1 - d_{p/n2}) \frac{\frac{3\sqrt{3}}{2} p_{2cond.S1p/n2} i_{p/n2}^2}{(q_{1cond.S2p/n2} + s_{p/n2} i_{p/n2})^2} \\
& \mp s_{p/n2}^3 m (1 - d_{p/n2}) \sqrt{3} \frac{p_{0cond.S1p/n2} i_{p/n2} \pm s_{p/n2} p_{1cond.S1p/n2} i_{p/n2}^2 + p_{2cond.S1p/n2} i_{p/n2}^3}{2(q_{1cond.S2p/n2} + s_{p/n2} i_{p/n2})^3} \\
& \frac{\partial p_{cond.rat21.p/n3}^2}{\partial i_{\Sigma\alpha} \partial i_{\Sigma\beta}} = \frac{\partial p_{cond.rat21.p/n3}^2}{\partial i_{\Sigma\beta} \partial i_{\Sigma\alpha}} \quad (5.86)
\end{aligned}$$

$$\frac{\partial p_{cond.rat21.p/n3}^2}{\partial i_{\Sigma\alpha} \partial i_{\Sigma\beta}} = \frac{\partial p_{cond.rat21.p/n3}^2}{\partial i_{\Sigma\beta} \partial i_{\Sigma\alpha}} \quad (5.87)$$

$$\begin{aligned}
&= \pm s_{p/n3} m d_{p/n3} \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} s_{p/n3} p_{1cond.S1p/n3} + \frac{3\sqrt{3}}{2} p_{2cond.S1p/n3} i_{p/n3}}{q_{1cond.S1p/n3} + s_{p/n3} i_{p/n3}} \\
&- s_{p/n3}^2 m d_{p/n3} \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} p_{0cond.S1p/n3} \pm \sqrt{3} s_{p/n3} p_{1cond.S1p/n3} i_{p/n3} + \frac{3\sqrt{3}}{2} p_{2cond.S1p/n3} i_{p/n3}^2}{(q_{1cond.S2p/n3} + s_{p/n3} i_{p/n3})^2} \\
&\pm s_{p/n3}^3 m d_{p/n3} \sqrt{3} \frac{p_{0cond.S1p/n3} i_{p/n3} \pm s_{p/n3} p_{1cond.S1p/n3} i_{p/n3}^2 + p_{2cond.S1p/n3} i_{p/n3}^3}{2(q_{1cond.S2p/n3} + s_{p/n3} i_{p/n3})^3} \\
&\pm s_{p/n3} m (1 - d_{p/n3}) \frac{\pm \frac{\sqrt{3}}{2} s_{p/n3} p_{1cond.S1p/n3} + \frac{3\sqrt{3}}{2} p_{2cond.S1p/n3} i_{p/n3}}{q_{1cond.S1p/n3} + s_{p/n3} i_{p/n3}} \\
&- s_{p/n3}^2 m (1 - d_{p/n3}) \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} p_{0cond.S1p/n3} \pm \sqrt{3} s_{p/n3} p_{1cond.S1p/n3} i_{p/n3}}{(q_{1cond.S2p/n3} + s_{p/n3} i_{p/n3})^2} \\
&- s_{p/n3}^2 m (1 - d_{p/n3}) \frac{\frac{3\sqrt{3}}{2} p_{2cond.S1p/n3} i_{p/n3}^2}{(q_{1cond.S2p/n3} + s_{p/n3} i_{p/n3})^2} \\
&\pm s_{p/n3}^3 m (1 - d_{p/n3}) \sqrt{3} \frac{p_{0cond.S1p/n3} i_{p/n3} \pm s_{p/n3} p_{1cond.S1p/n3} i_{p/n3}^2 + p_{2cond.S1p/n3} i_{p/n3}^3}{2(q_{1cond.S2p/n3} + s_{p/n3} i_{p/n3})^3}
\end{aligned}$$

Der Gradient $[g_{\alpha(k)} \quad g_{\beta(k)}]^T$ und Hesse-Matrix von (5.65) sind

$$\begin{aligned}
[g]_{poly.rat21(k)} &= \begin{bmatrix} 2a_{2\alpha.rat21} & a_{\alpha\beta.rat21} \\ a_{\alpha\beta.rat21} & 2a_{2\beta.rat21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\Sigma\alpha(k)} \\ i_{\Sigma\beta(k)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -a_{1\alpha.rat21} & 0 \\ 0 & -a_{1\beta.rat21} \end{bmatrix} \\
&= [Q_{rat21}] [i_{\Sigma}]_{(k)} - [B_{rat21}]
\end{aligned} \tag{5.88}$$

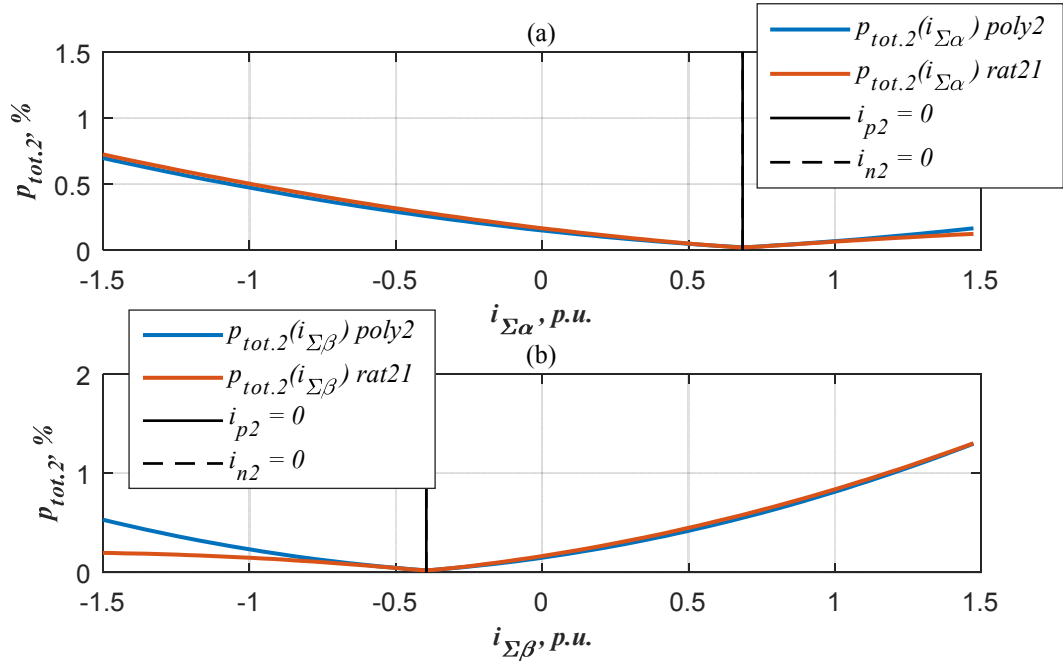
$$[H]_{poly.rat21(k)} = \frac{\partial [g]_{rat21}}{\partial [i_{\Sigma\alpha}]} = \begin{bmatrix} 2a_{2\alpha.rat21} & a_{\alpha\beta.rat21} \\ a_{\alpha\beta.rat21} & 2a_{2\beta.rat21} \end{bmatrix} \tag{5.89}$$

Um den Gradienten und die Hesse-Matrix von $p_{tot.rat21}$ zu bekommen, werden (5.88)-(5.89) um den Gradienten und die Hesse-Matrix der Durchlassverluste aus (5.76)-(5.86) erweitert:

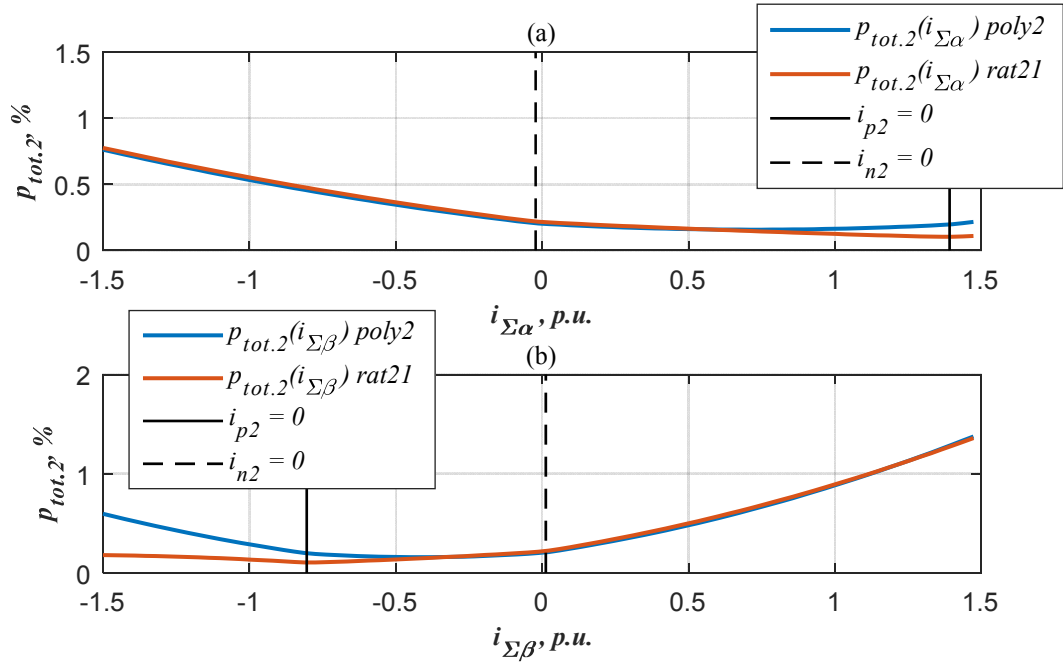
$$[g]_{rat21(k)} = [g]_{poly.rat21(k)} + \sum_{y=1}^3 \left(\begin{bmatrix} g_{pcond.rat21.py\alpha} \\ g_{pcond.rat21.py\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_{pcond.rat21.ny\alpha} \\ g_{pcond.rat21.ny\beta} \end{bmatrix} \right) \tag{5.90}$$

$$\begin{aligned}
[H]_{rat21(k)} &= \begin{bmatrix} 2a_{2\alpha.rat21} & a_{\alpha\beta.rat21} \\ a_{\alpha\beta.rat21} & 2a_{2\beta.rat21} \end{bmatrix} \\
&+ \sum_{y=1}^3 \left(\begin{bmatrix} \frac{\partial p_{cond.rat21.py}^2}{\partial^2 i_{\Sigma\alpha}} & \frac{\partial p_{cond.rat21.py}^2}{\partial i_{\Sigma\alpha} \partial i_{\Sigma\beta}} \\ \frac{\partial p_{cond.rat21.py}^2}{\partial i_{\Sigma\beta} \partial i_{\Sigma\alpha}} & \frac{\partial p_{cond.rat21.py}^2}{\partial^2 i_{\Sigma\beta}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\partial p_{cond.rat21.ny}^2}{\partial^2 i_{\Sigma\alpha}} & \frac{\partial p_{cond.rat21.ny}^2}{\partial i_{\Sigma\alpha} \partial i_{\Sigma\beta}} \\ \frac{\partial p_{cond.rat21.ny}^2}{\partial i_{\Sigma\beta} \partial i_{\Sigma\alpha}} & \frac{\partial p_{cond.rat21.ny}^2}{\partial^2 i_{\Sigma\beta}} \end{bmatrix} \right)
\end{aligned} \tag{5.91}$$

A.5.4. VERLUSTFUNKTION EINER DSCC-PHASE IN VERSCHIEDENEN ZUSTÄNDEN

Abb. 56: Gesamtverluste der Phase 2 des DSCC 1 bei $\omega_a t = \pi/6$.

(a) Abhängigkeit von $i_{\Sigma\alpha}$ bei $i_{\Sigma\beta} = 0$. (b) Abhängigkeit von $i_{\Sigma\beta}$ bei $i_{\Sigma\alpha} = 0$. Poly1 und rat21 stehen für die Approximation der Durchlasseigenschaften nach (3.2) und (3.10).

Abb. 57: Gesamtverluste der Phase 2 DSCC 1 bei $\omega_a t = \pi/3$.

(a) Abhängigkeit von $i_{\Sigma\alpha}$ bei $i_{\Sigma\beta} = 0$. (b) Abhängigkeit von $i_{\Sigma\beta}$ bei $i_{\Sigma\alpha} = 0$. Poly1 und rat21 stehen für die Approximation der Durchlasseigenschaften nach (3.2) und (3.10).

A.6. OPTIMIERUNG DER GESAMTVERLUSTE IN EINEM ANALYTISCHEN MODELL

A.6.1. DSCC 1

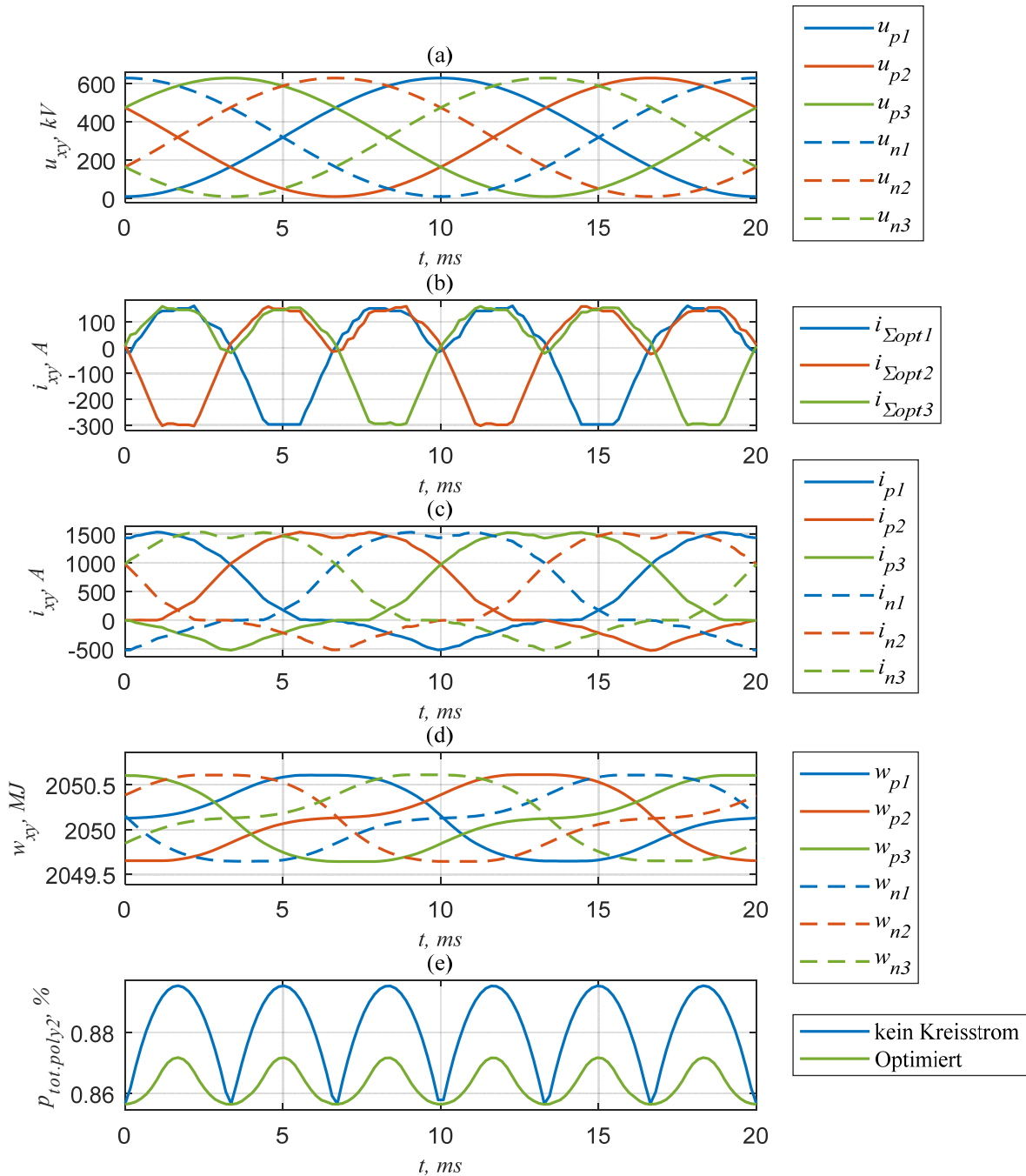


Abb. 58: Minimierung der Funktion (3.36) für den DSCC 1. (a): Zweigspannungen. (b): Kreisströme (c): Zweigströme. (d): Zweigenergien. (e): Gesamtverluste ohne und mit Optimierung. Mittlere Verluste über die Periode: 0,88 und 0,86 % (Verlustreduktion um 2,07 %).

A.6.2. DSCC 2

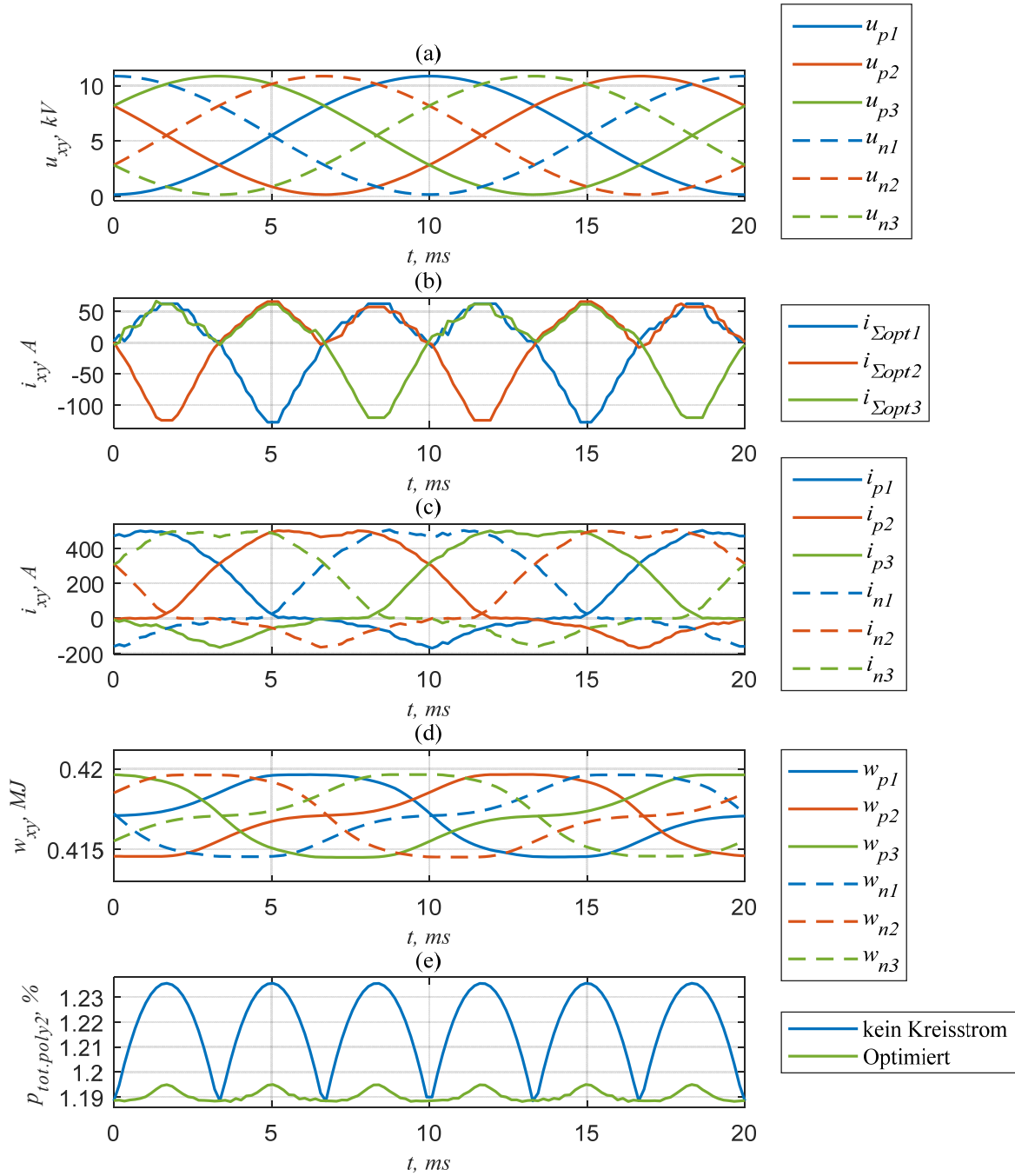


Abb. 59: Minimierung der Funktion (3.36) für den DSCC 2. (a): Zweigspannungen. (b): Kreisströme (c): Zweigströme. (d): Zweigenergien. (e): Gesamtverluste ohne und mit Optimierung. Mittlere Verluste über die Periode: 1,2184 und 1,1905 % (Verlustreduktion um 2,288 %).

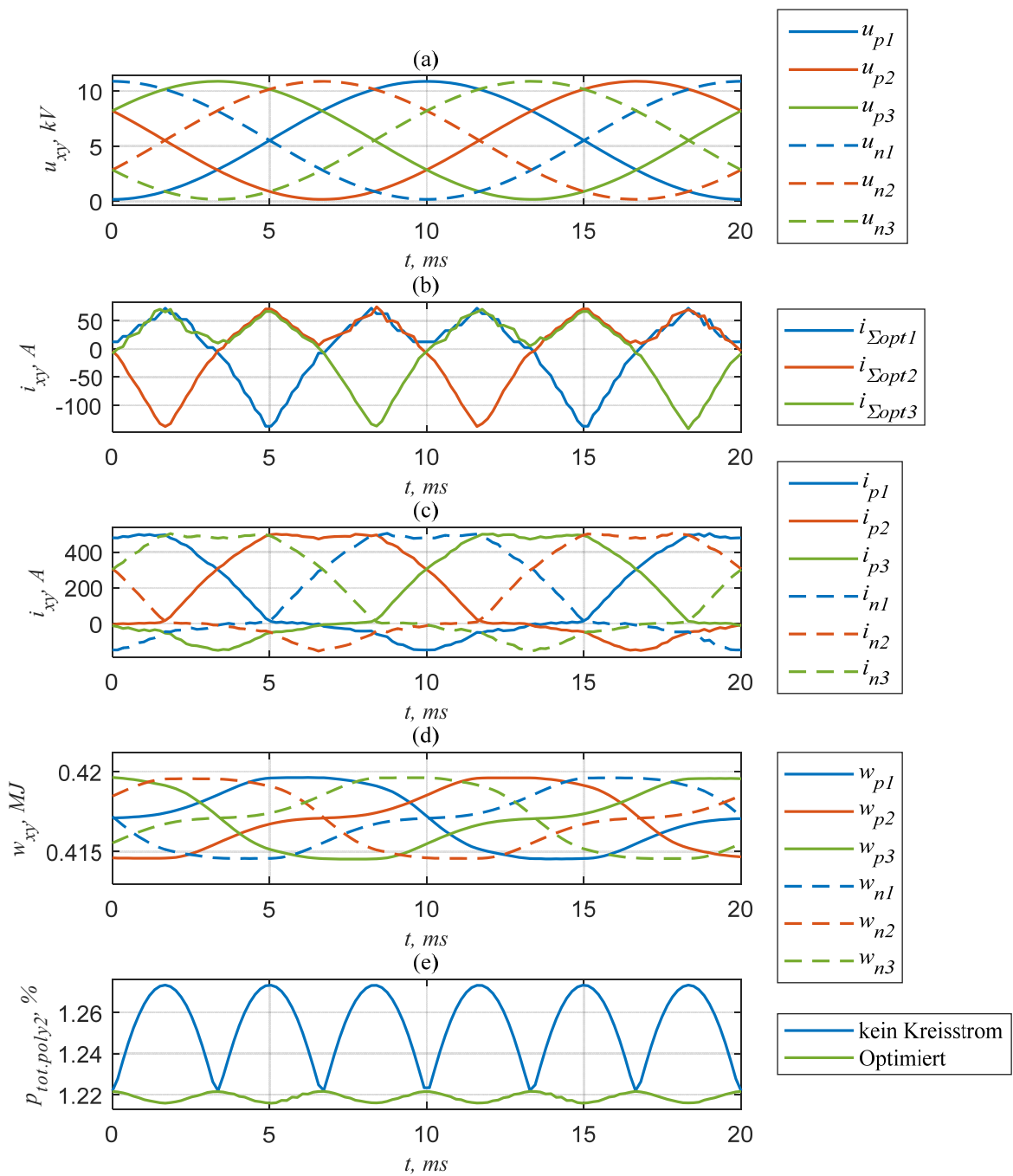


Abb. 60: Minimierung der Funktion (3.40) für den DSCC 2. (a): Zweigspannungen. (b): Kreisströme (c): Zweigströme. (d): Zweigenergien. (e): Gesamtverluste ohne und mit Optimierung. Mittlere Verluste über die Periode: 1,2540 und 1,2187 % (Verlustreduktion um 2,8131 %).

A.6.3. DSCC 3

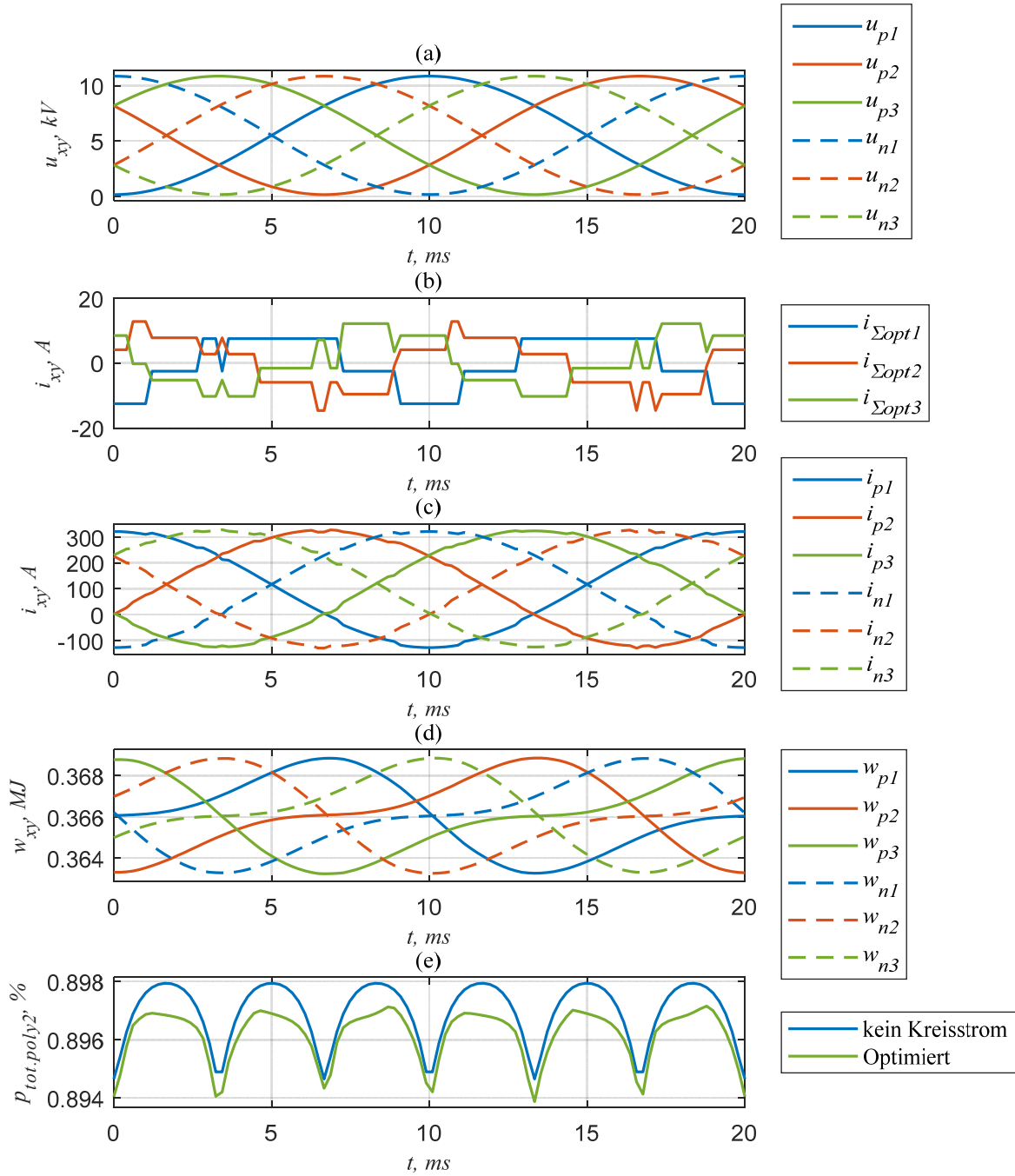


Abb. 61: Minimierung der Funktion (3.36) für den DSCC 3. (a): Zweigspannungen. (b): Kreisströme (c): Zweigströme. (d): Zweigenergien. (e): Gesamtverluste ohne und mit Optimierung. Mittlere Verluste über die Periode: 0,8969 und 0,8962% (Verlustreduktion um 0,0851 %).

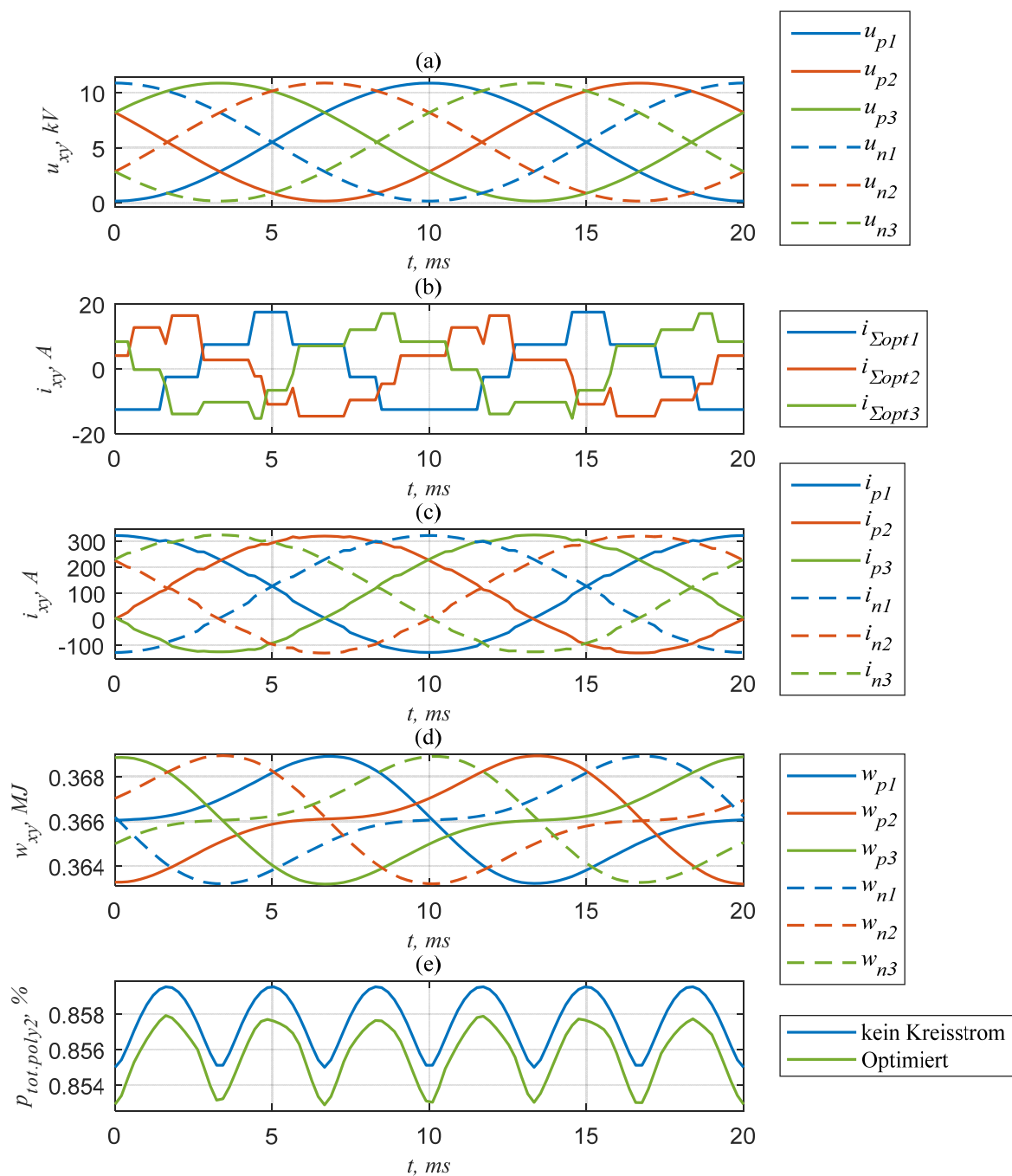


Abb. 62: Minimierung der Funktion (3.40) für den DSCC 3. (a): Zweigspannungen. (b): Kreisströme (c): Zweigströme. (d): Zweigenergien. (e): Gesamtverluste ohne und mit Optimierung. Mittlere Verluste über die Periode: 0,8576 und 0,8558 % (Verlustreduktion um 0,2154 %).

A.7. VERHALTEN DER OPTIMIERUNGSLGORITHMEN

A.7.1. EINFLUSS DER PARAMETRIERUNG AUF DIE STABILITÄT UND GENAUIGKEIT

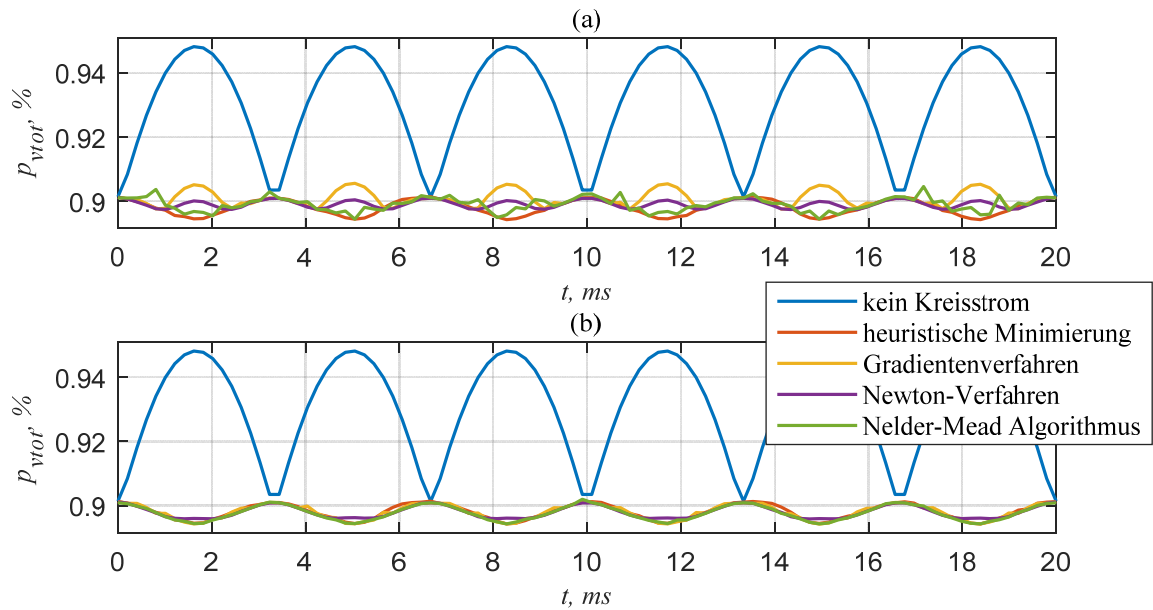


Abb. 63: Verlauf der Gesamtverlustfunktion (3.40) für unterschiedliche Optimierungsalgorithmen. Gradientenverfahren: $\alpha = 0,025$, $\varepsilon = 0,01$. Newton-Verfahren: $\alpha = 0,2$, $\varepsilon = 0,08$. Nelder-Mead: $\rho = 1$, $\chi = 2$, $\gamma = 0,5$, $\sigma = 0,5$. (a) Abbruch nach 5 Iterationen. (b) Abbruch nach 10 Iterationen.

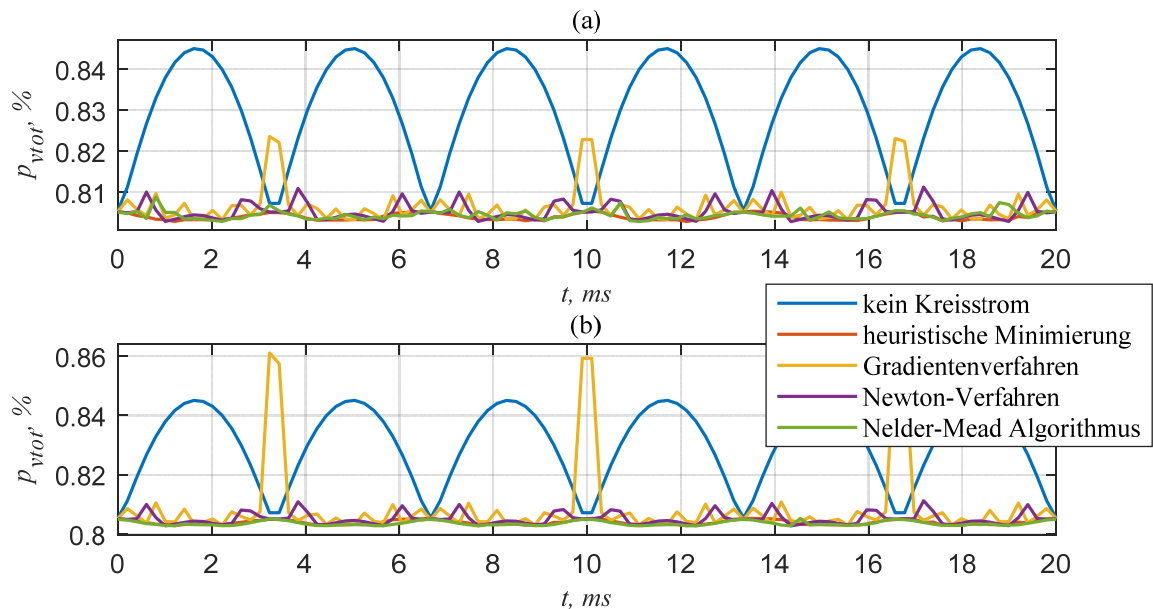


Abb. 64: Verlauf der Gesamtverlustfunktion (3.40) für unterschiedliche Optimierungsalgorithmen. Gradientenverfahren: $\alpha = 0,1$, $\varepsilon = 0,01$. Newton-Verfahren: $\alpha = 0,8$, $\varepsilon = 0,08$. Nelder-Mead: $\rho = 1$, $\chi = 2$, $\gamma = 0,5$, $\sigma = 0,5$. (a) Abbruch nach 5 Iterationen. (b) Abbruch nach 10 Iterationen.

A.7.2. VERHALTEN DER ALGORITHMEN IN VERSCHIEDENEN ARBEITSPUNKTEN

a) Wechselrichtermodus

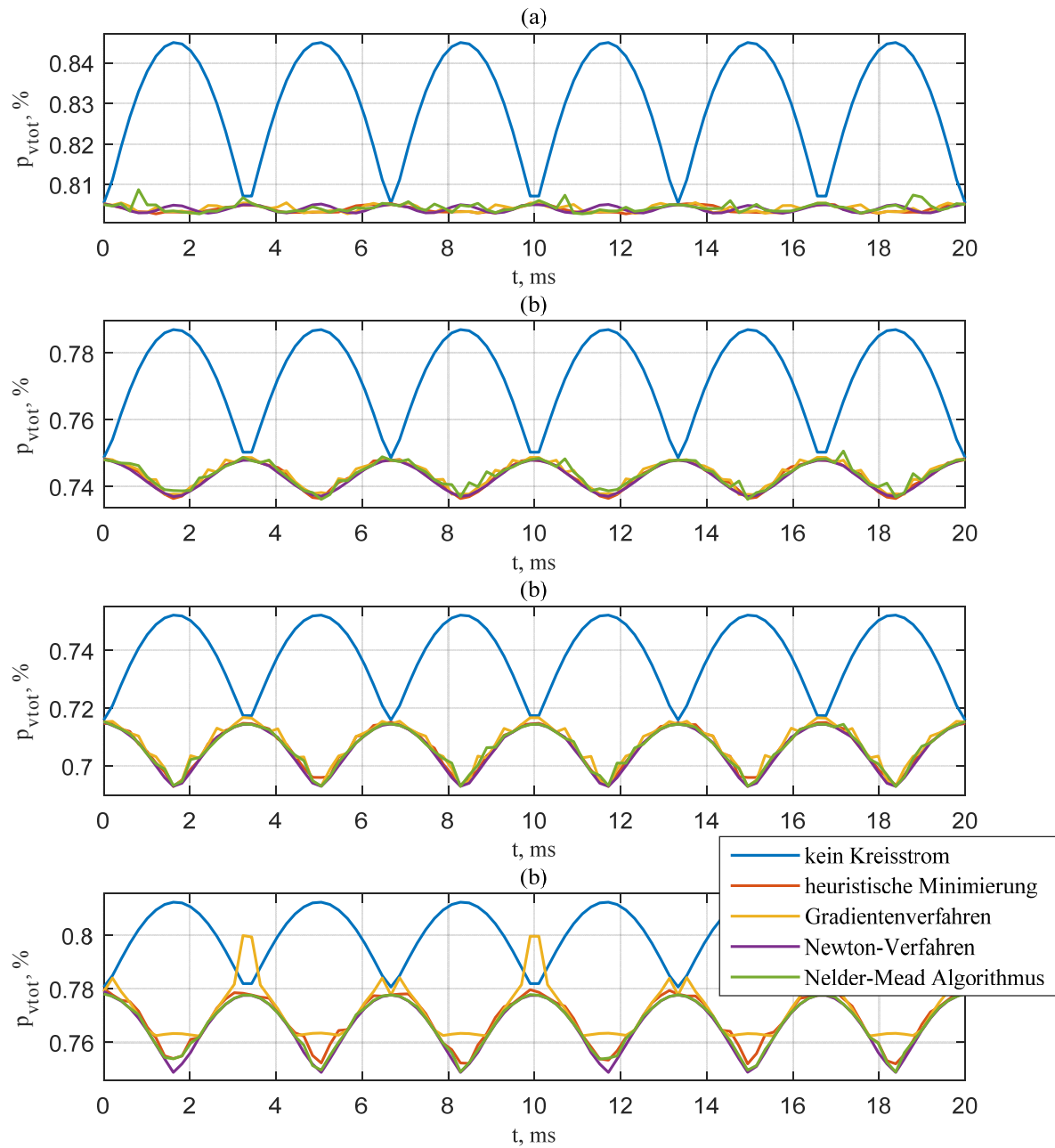


Abb. 65: Verlauf der Gesamtverlustfunktion (3.40) für unterschiedliche Optimierungsalgorithmen. Gradientenverfahren: $\alpha = 0,05$, $\varepsilon = 0,01$. Newton-Verfahren: $\alpha = 0,4$, $\varepsilon = 0,08$.

Nelder-Mead: $\rho = 1$, $\chi = 2$, $\gamma = 0,5$, $\sigma = 0,5$.

(a): $i_{arms} = 1 \text{ p.u.}$ (b): $i_{arms} = 0,75 \text{ p.u.}$ (b): $i_{arms} = 0,5 \text{ p.u.}$ (b): $i_{arms} = 0,25 \text{ p.u.}$

b) Gleichrichtermodus

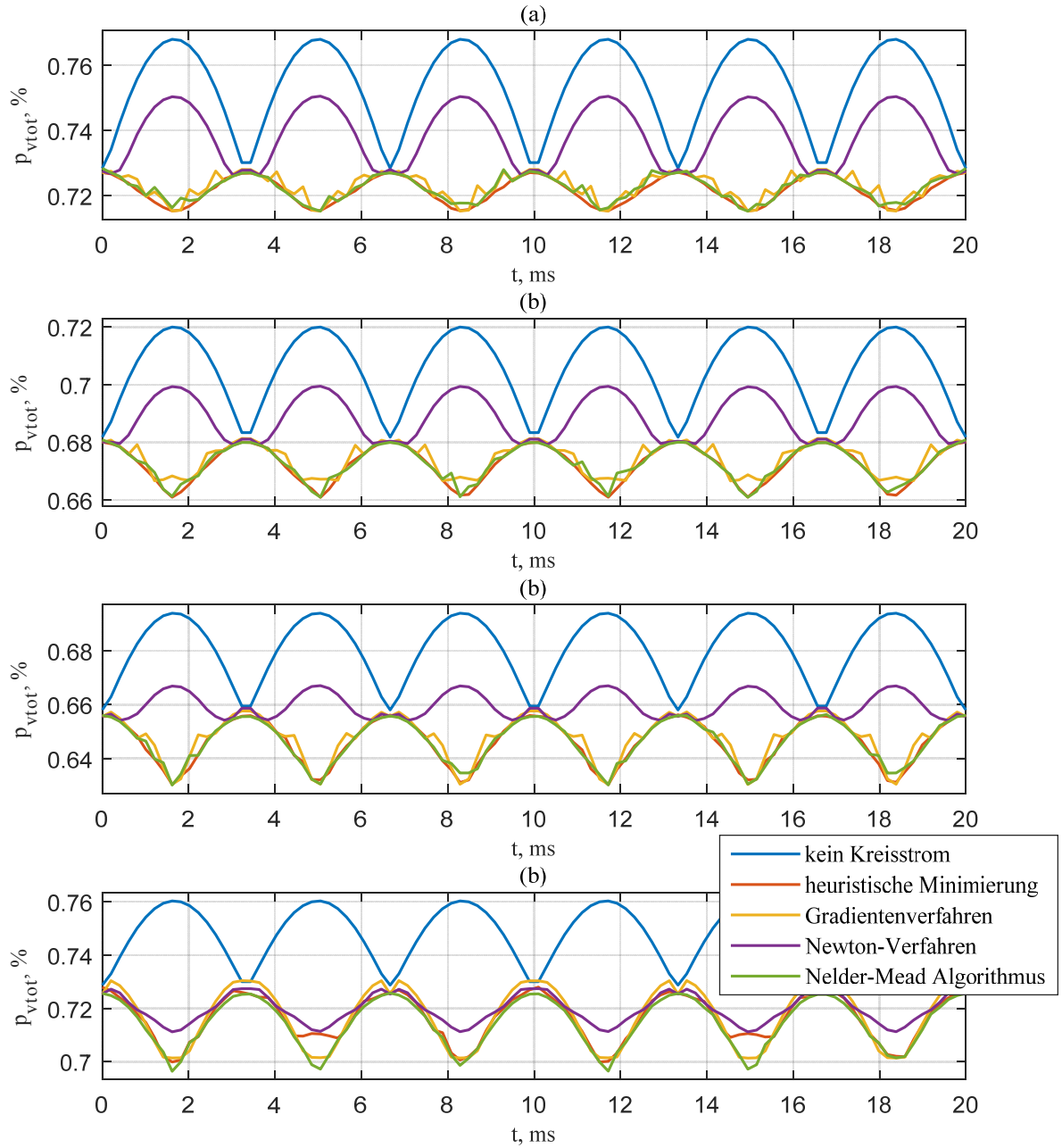


Abb. 66: Verlauf der Gesamtverlustfunktion (3.40) für unterschiedliche Optimierungsalgorithmen. Gradientenverfahren: $\alpha = 0,05$, $\varepsilon = 0,01$. Newton-Verfahren: $\alpha = 0,4$, $\varepsilon = 0,08$.

Nelder-Mead: $\rho = 1$, $\chi = 2$, $\gamma = 0,5$, $\sigma = 0,5$.

(a): $i_{arms} = 1 \text{ p.u.}$ (b): $i_{arms} = 0,75 \text{ p.u.}$ (c): $i_{arms} = 0,5 \text{ p.u.}$ (d): $i_{arms} = 0,25 \text{ p.u.}$

A.8. WAHL EINER MODALTRANSFORMATION FÜR DIE ZELLENGRÖßEN

Definiert ist eine Transformation

$$[x_{xy}] = [T][x_{xys}] \quad (5.92)$$

mit einer aus Spaltenvektoren t_1, \dots, t_m bestehenden Transformationsmatrix $[T]$:

$$[T] = [t_1 \quad \dots \quad t_m] = \begin{bmatrix} t_{11} & \dots & t_{1m} \\ \vdots & & \vdots \\ t_{m1} & \dots & t_{mm} \end{bmatrix} \quad (5.93)$$

Die Nullkomponente x_{xys0} soll proportional zu der Summe von natürlichen Größen x_{xy1} bis x_{xym} sein und die symmetrischen Komponenten x_{xys1} bis $x_{xys(m-1)}$ mit den Differenzen zwischen den Zellengrößen zusammenhängen.

Wird der Zweigstrom als Parameter betrachtet, hat die Streckengleichung die Form

$$[u_{cxy}] = [C_{xy}]^{-1} [d_{xy}] \int i_{xy}(t) dt \quad (5.94)$$

mit

$$[C_{xy}]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{xy1}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{1}{C_{xym}} \end{bmatrix} \quad (5.95)$$

Einsetzen von (5.7) in (5.94) und Multiplikation mit $[T]^{-1}$ von links liefert

$$[u_{xys}] = [T]^{-1} [C_{xy}]^{-1} [T] [d_{xys}] \int i_{xy}(t) dt \quad (5.96)$$

Für eine Entkoppelte Regelung symmetrischer Komponenten soll in den Modalkoordinaten die Diagonalität der Strecke erhalten bleiben:

$$[T]^{-1} [C_{xy}]^{-1} [T] = [\Lambda] \quad (5.97)$$

mit $[\Lambda] = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_m)$ Diagonalmatrix mit den Eigenwerten der Streckenmatrix $[C_{xy}]^{-1}$ ($1/C_{xyz} = \lambda_z$). Eine Linksmultiplikation von (5.97) mit $[T]$ ergibt

$$[C_{xy}]^{-1} [T] = [T] [\Lambda] \quad (5.98)$$

oder

$$[[C_{xy}]^{-1} t_1 \quad \dots \quad [C_{xy}]^{-1} t_m] = [t_1 \lambda_1 \quad \dots \quad t_m \lambda_m] \quad (5.99)$$

Gl. (5.99) ist ein Satz von m homogenen Gleichungen

$$([C_{xy}]^{-1} - \lambda_z[I])t_z = [0] \quad (5.100)$$

mit der $(m \times m)$ Einheitsmatrix $[I]$. Für eine reguläre Transformationsmatrix $[T]$ sind nichttriviale Lösungen von (5.100) interessant [107], dafür muss gelten

$$\det \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{xy1}} - \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{1}{C_{xym}} - \lambda_m \end{bmatrix} = 0 \quad (5.101)$$

Da per Definition der Transformation die Gleichheit von $1/C_{xyz}$ und λ_z festgelegt ist, wird die Bedingung (5.101) immer erfüllt. Die Transformationsmatrix wird durch das Lösen des überbestimmten Gleichungssystems (5.100) zu

$$\begin{bmatrix} \left(\frac{1}{C_{xy1}} - \lambda_z\right)t_{1z} \\ \vdots \\ \left(\frac{1}{C_{xym}} - \lambda_z\right)t_{mz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.102)$$

Für $\lambda_k = 1/C_{xyz}$ ($k \in [1, \dots, m]$) gilt

- t_{kz} beliebig für $k = z$
- $t_{kz} = 0 \forall k \neq z$,

Somit entsteht eine diagonalförmige Transformationsmatrix $[T]$, mit der lediglich eine Faktorisierung von Größen erfolgt:

$$[T] = \begin{bmatrix} t_{11} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & t_{22} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & t_{mm} \end{bmatrix} \quad (5.103)$$

Die Transformationsmatrix in (5.103) kann durch Elementarumformungen durch elementare Umformungen in eine Form gebracht werden, mit der aus natürlichen Größen eine Summe und $(m - 1)$ Differenzen der Zellengrößen gebildet werden. Die Anforderungen an die Regularität und Eigenwerte der Transformatierten Streckenmatrix bleiben dabei unverletzt.

Einsetzen von (5.104) in (5.7) und Umstellen nach $[x_{xyS}]$ ergibt

$$[x_{xyS}] = [T^{-1}][x_{xy}] = \begin{bmatrix} t_{11}^{-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & t_{22}^{-1} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & t_{mm}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{xy1} \\ \vdots \\ x_{xym} \end{bmatrix} \quad (5.104)$$

Um die Summe von Zellengrößen einer modalen Komponente zuzuweisen, werden Zeilen 1 bis $(m - 1)$ der Matrix $[T^{-1}]$ zu der letzten Zeile addiert:

$$[T^{-1}] = \begin{bmatrix} t_{11}^{-1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & t_{22}^{-1} & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & t_{(m-1)(m-1)}^{-1} & 0 \\ t_{11}^{-1} & \dots & t_{(m-1)(m-1)}^{-1} & t_{mm}^{-1} \end{bmatrix} \quad (5.105)$$

Die für die Zellengrößendifferenzen verantwortlichen symmetrischen Komponenten werden in den Zeilen 1 bis $(m-1)$ der Matrix $[T^{-1}]$ gebildet. Dafür werden die Zeilen 1 bis $(m-1)$ in (5.105) mit m multipliziert und anschließend wird von den Ergebnissen die letzte Zeile subtrahiert:

$$[T^{-1}] = \begin{bmatrix} (m-1)t_{11}^{-1} & -t_{22}^{-1} & \dots & -t_{(m-1)(m-1)}^{-1} & -t_{mm}^{-1} \\ -t_{11}^{-1} & (m-1)t_{22}^{-1} & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & -t_{(m-1)(m-1)}^{-1} & -t_{mm}^{-1} \\ t_{11}^{-1} & \dots & (m-1)t_{(m-1)(m-1)}^{-1} & -t_{mm}^{-1} \\ -t_{11}^{-1} & -t_{22}^{-1} & \dots & t_{(m-1)(m-1)}^{-1} & t_{mm}^{-1} \end{bmatrix} \quad (5.106)$$

Verschieben der untersten Zeile nach oben ergibt

$$[T^{-1}] = \begin{bmatrix} t_{11}^{-1} & t_{22}^{-1} & \dots & t_{(m-1)(m-1)}^{-1} & t_{mm}^{-1} \\ (m-1)t_{11}^{-1} & -t_{22}^{-1} & \dots & -t_{(m-1)(m-1)}^{-1} & -t_{mm}^{-1} \\ -t_{11}^{-1} & (m-1)t_{22}^{-1} & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & -t_{(m-1)(m-1)}^{-1} & -t_{mm}^{-1} \\ -t_{11}^{-1} & \dots & (m-1)t_{(m-1)(m-1)}^{-1} & -t_{mm}^{-1} \end{bmatrix} \quad (5.107)$$

Wie oben erläutert wurde, können die Koeffizienten t_{zz} beliebig gewählt werden. Praktisch ist es, alle Koeffizienten gleich $1/m$ zu setzen. Dann nimmt die Transformationsmatrix die Form an

$$[T^{-1}] = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \\ (m-1) & -1 & \dots & -1 & -1 \\ -1 & (m-1) & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & -1 & -1 \\ -1 & \dots & -1 & (m-1) & -1 \end{bmatrix} \quad (5.108)$$

Die Inverse von (5.108) ist

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & -1 & \dots & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (5.109)$$

A.9. VERHALTEN DER MODULATIONSVERFAHREN

A.9.1. PSPWM MIT INDIVIDUELLEN ZELLENREGLERN

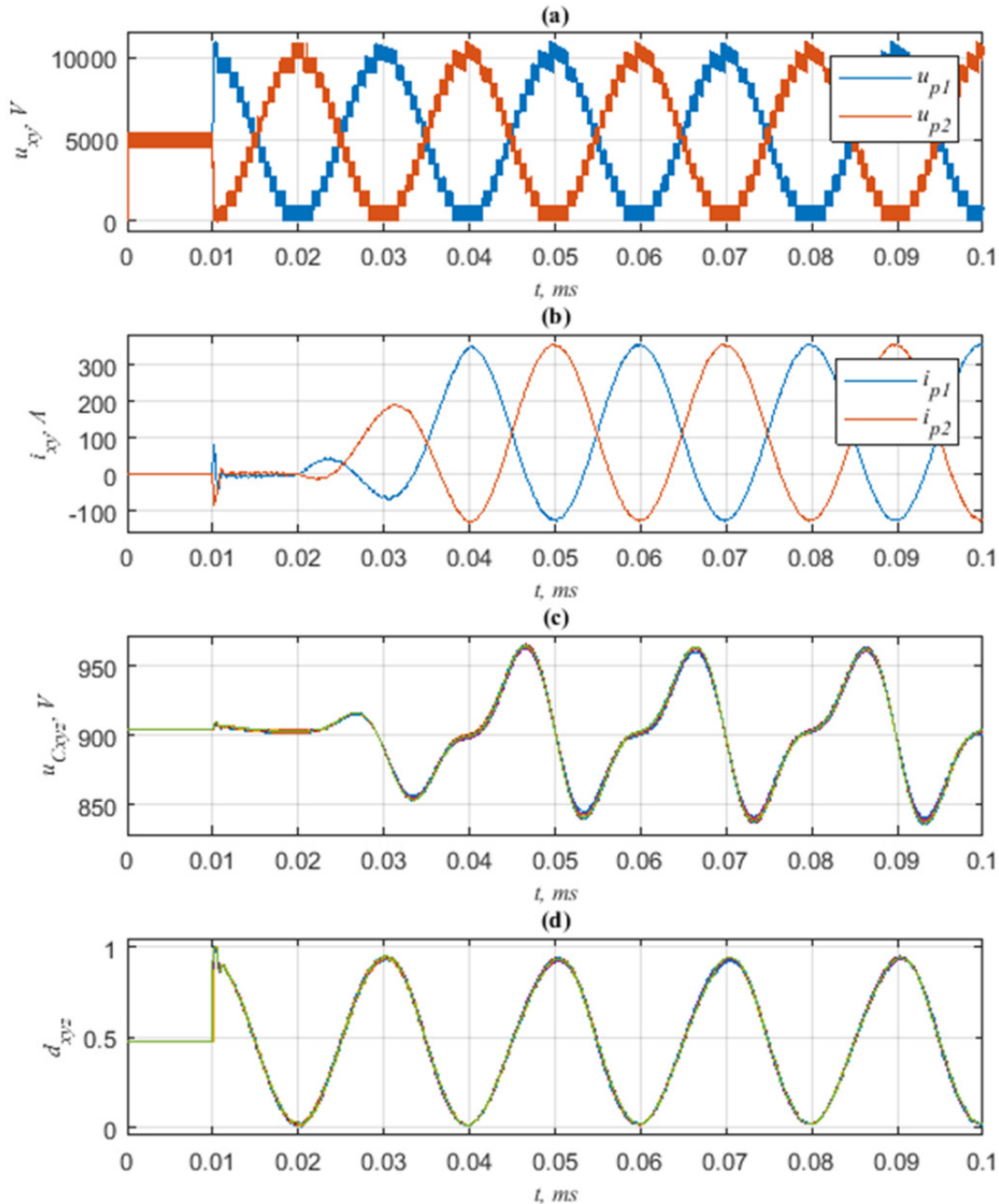


Abb. 67: Verhalten der PSPWM mit Zellenenergieregeln (proportional-integral) in natürlichen Koordinaten bei Vollast. (a): Zweigspannungen der Phase 1. (b): Zweigströme der Phase 1. (c): Kondensatorspannungen des Zweigs p1. (d): Tastverhältnisse des Zweigs p1.

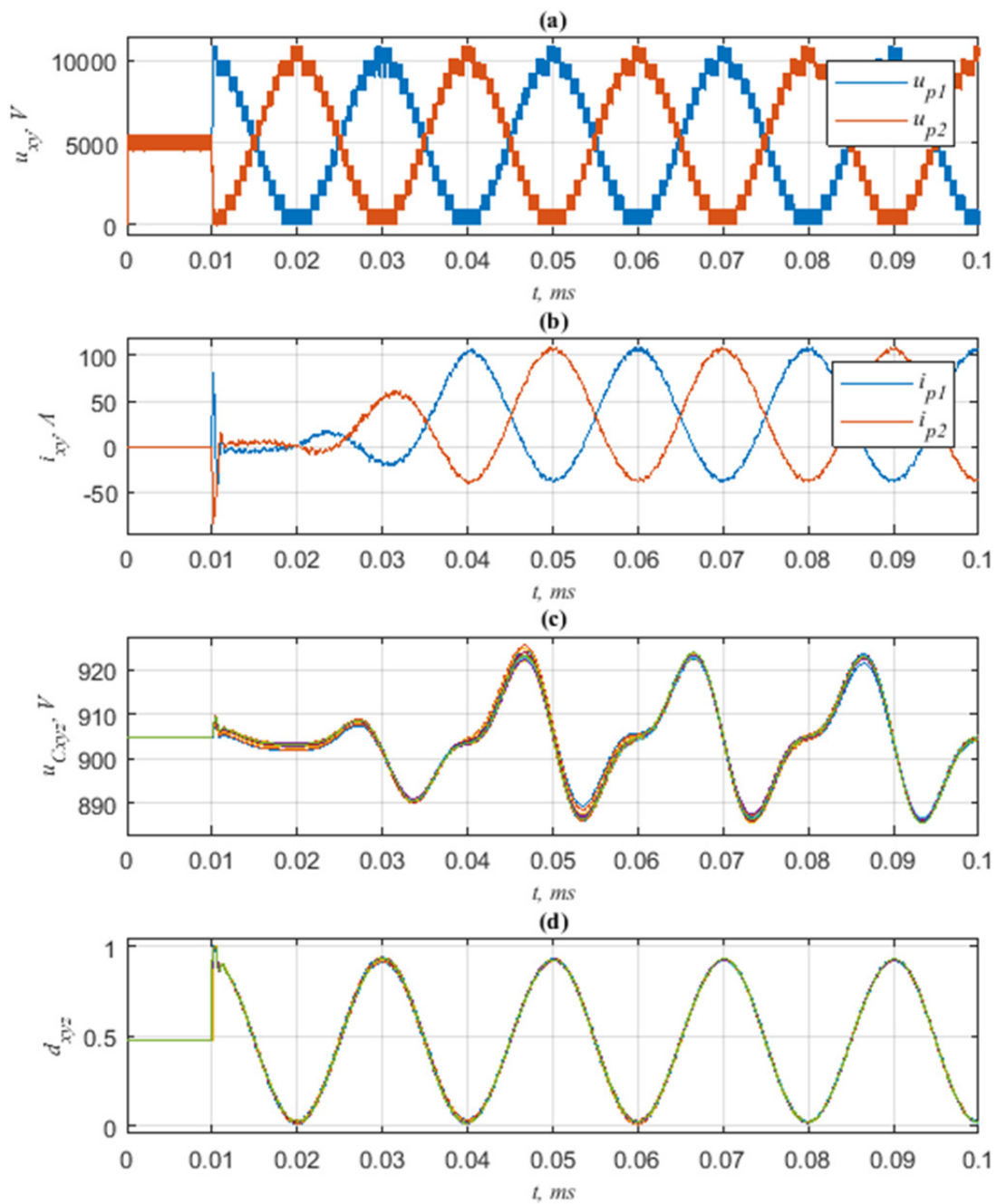


Abb. 68: Verhalten der PSPWM mit Zellenenergieregeln (proportional-integral) in natürlichen Koordinaten bei 30 % Auslastung. (a): Zweigspannungen der Phase 1. (b): Zweigströme der Phase 1. (c): Kondensatorspannungen des Zweigs p1. (d): Tastverhältnisse des Zweigs p1.

A.9.2. PSPWM MIT SYMMETRIERUNG IN MODALKOORDINATEN

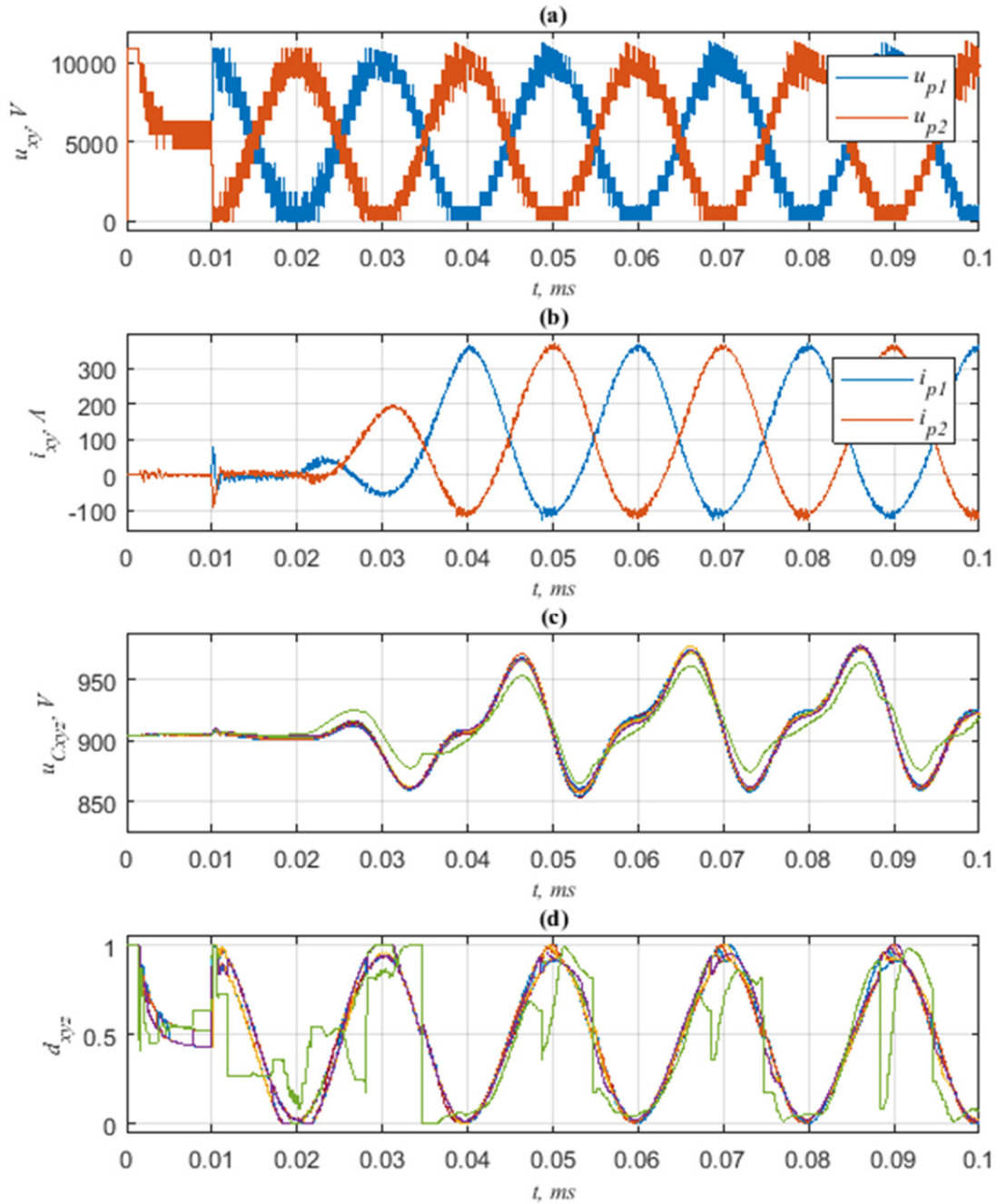


Abb. 69: Verhalten der PSPWM mit Zellenenergieregeln (proportional-integral) in modalen Koordinaten bei Volllast. (a): Zweigspannungen der Phase 1. (b): Zweigströme der Phase 1. (c): Kondensatorspannungen des Zweigs p1. (d): Tastverhältnisse des Zweigs p1.

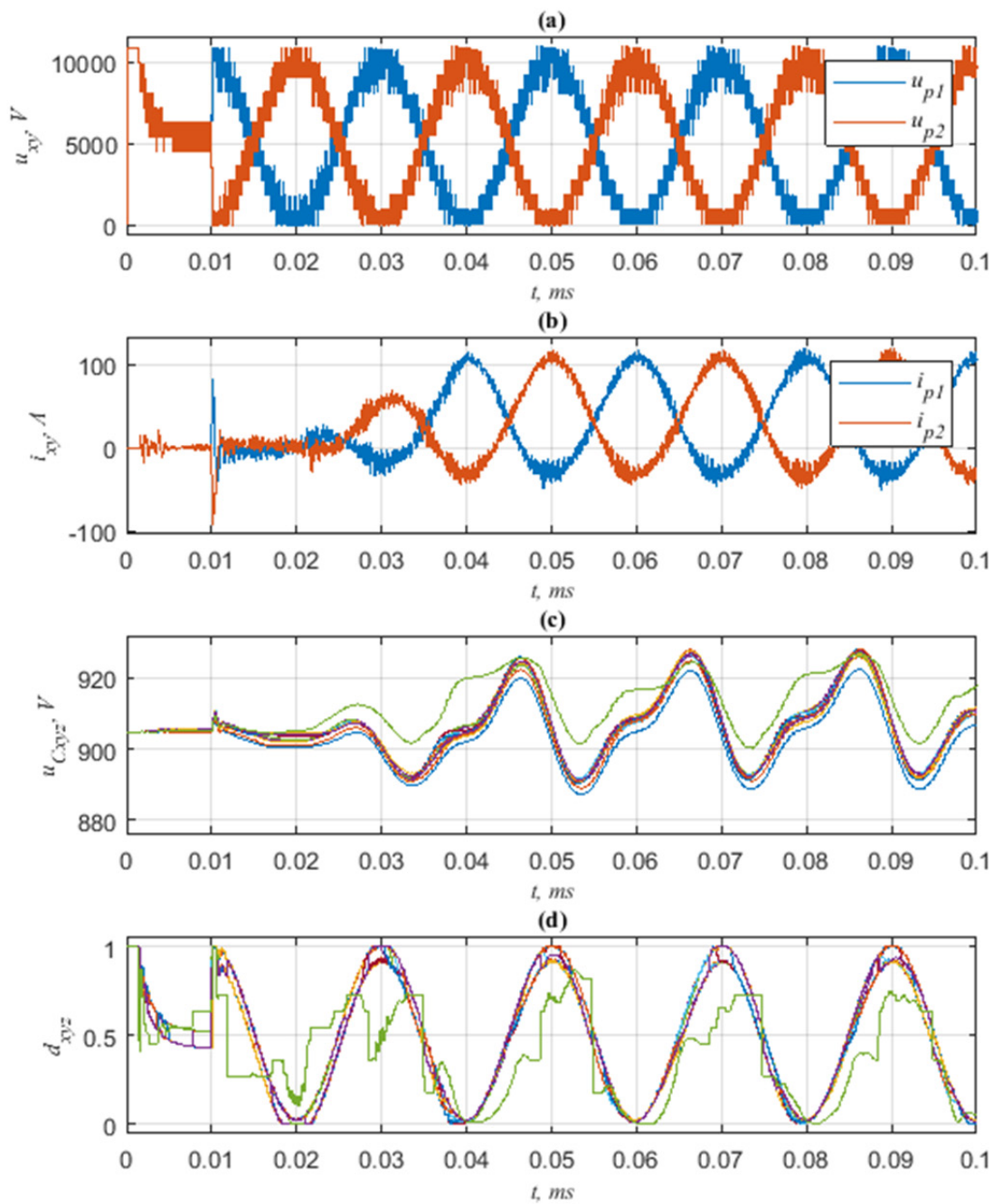


Abb. 70: Verhalten der PSPWM mit Zellenenergieregeln (proportional-integral) in modalen Koordinaten bei 30 % Auslastung. (a): Zweigspannungen der Phase 1. (b): Zweigströme der Phase 1. (c): Kondensatorspannungen des Zweigs p1. (d): Tastverhältnisse des Zweigs p1.

A.9.3. SORTIERUNGSBASIERTE MODULATION

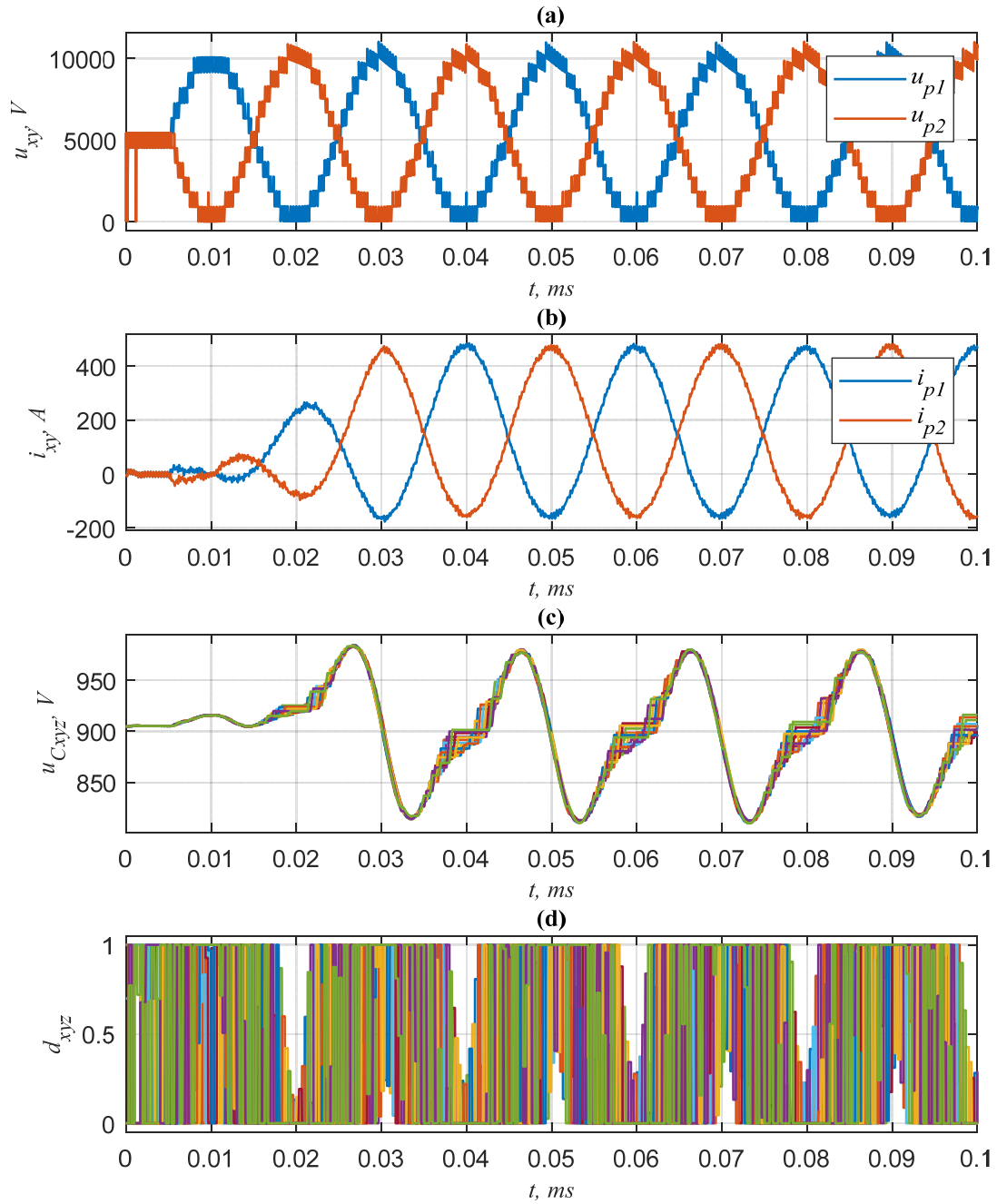


Abb. 71: Verhalten der PWM basierend auf kompletter Sortierung der Zellenkondensatorspannungen bei Volllast. (a): Zweigspannungen der Phase 1. (b): Zweigströme der Phase 1. (c): Kondensatorspannungen des Zweigs p1. (d): Tastverhältnisse des Zweigs p1.

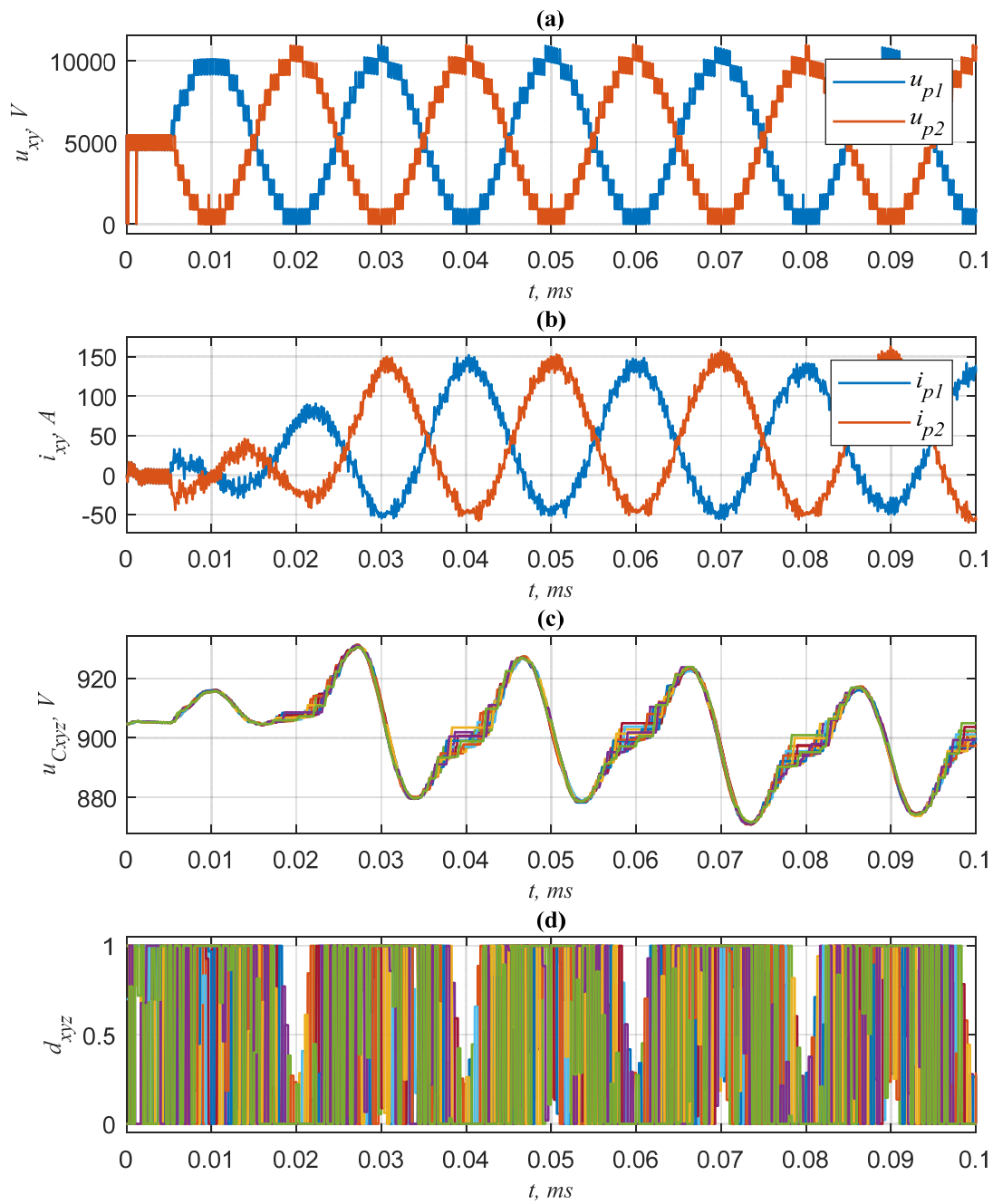


Abb. 72: Verhalten der PWM basierend auf kompletter Sortierung der Zellenkondensatorspannungen bei 30 % Auslastung. (a): Zweigspannungen der Phase 1. (b): Zweigströme der Phase 1. (c): Kondensatorspannungen des Zweigs p1. (d): Tastverhältnisse des Zweigs p1.

A.10. SIMULATION DES DSCC MIT UNTERSCHIEDLICHEN KREISSTROMREFERENZEN

A.10.1. 6 kV-IGBT-DSCC MIT PSPWM, TRÄGERFREQUENZ 1 kHz

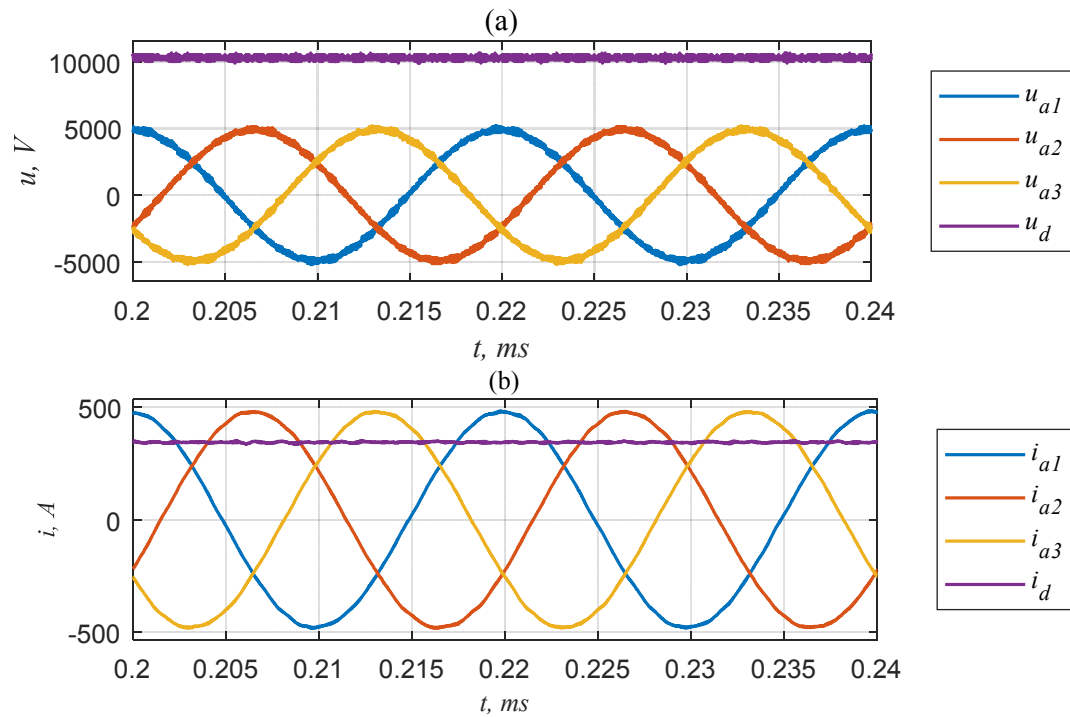


Abb. 73: Klemmenspannungen und –Ströme im Modus 3.

A.10.2. 6 kV-IGBT-DSCC MIT SORTIERUNG, TRÄGERFREQUENZ 2 kHz

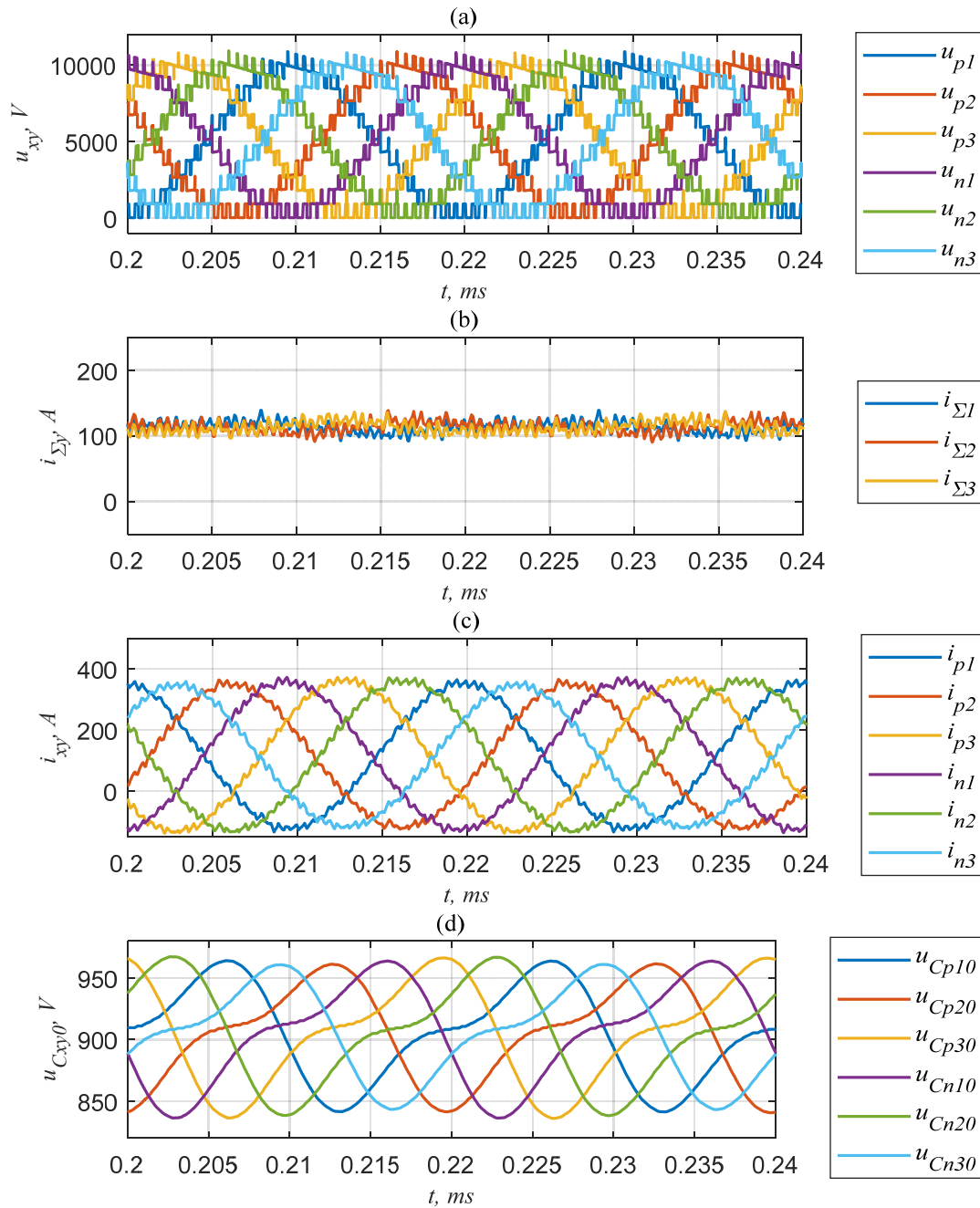


Abb. 74: Stationärer Verlauf der Zweiggrößen des DSCC-2 mit sortierungsbasiertem Modulator im Betriebsmodus 1. Betrieb als Wechselrichter ($\varphi_a = 0$). (a): Zweigspannungen. (b): Sigma-Ströme. (c): Zweigströme. (d): durchschnittliche Zellenkondensatorspannungen.

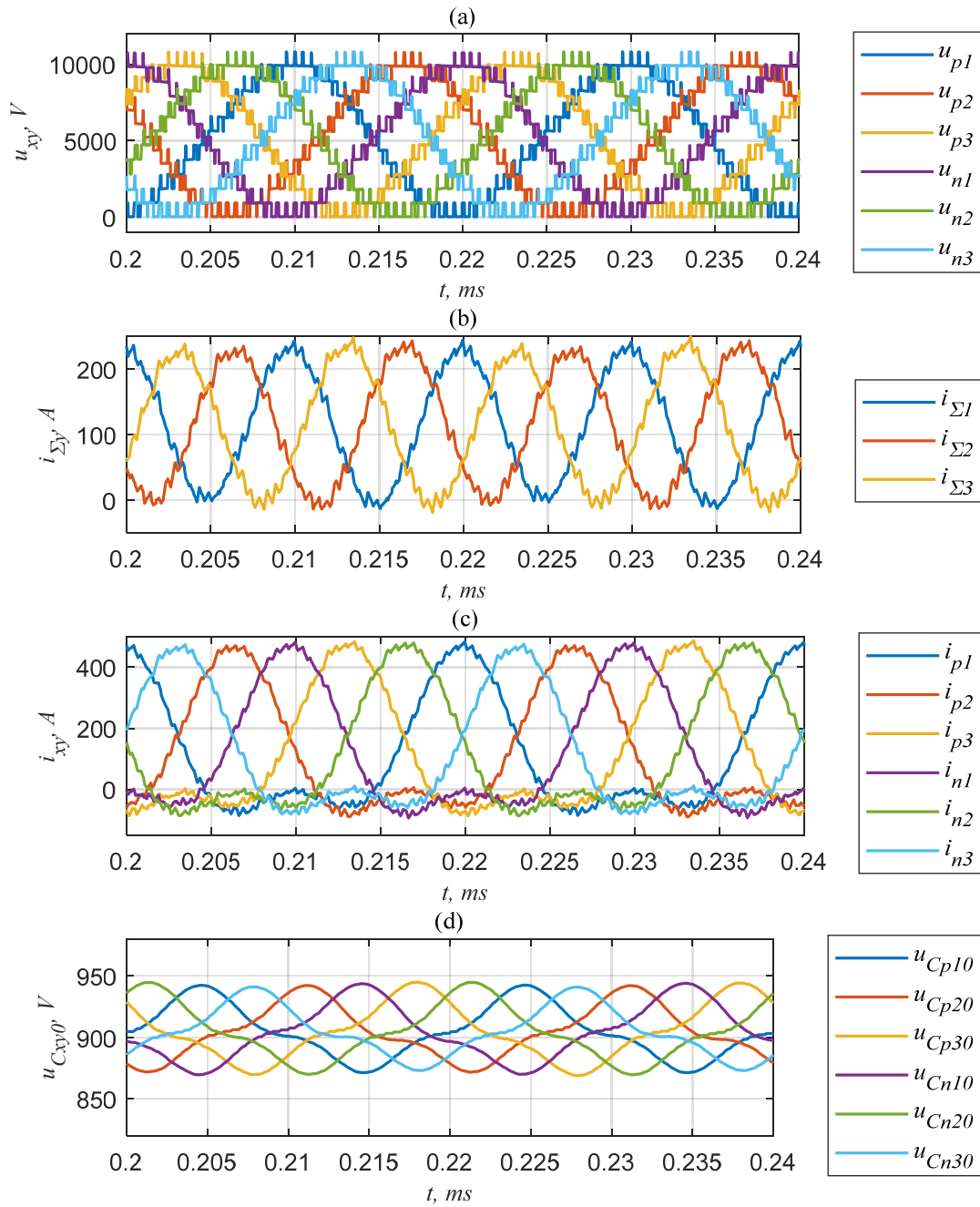


Abb. 75: Stationärer Verlauf der Zweiggrößen des DSCC-2 mit sortierungsbasiertem Modulator im Betriebsmodus 2. Betrieb als Wechselrichter ($\varphi_a = 0$). (a): Zweigspannungen. (b): Sigma-Ströme. (c): Zweigströme. (d): durchschnittliche Zellenkondensatorspannungen.

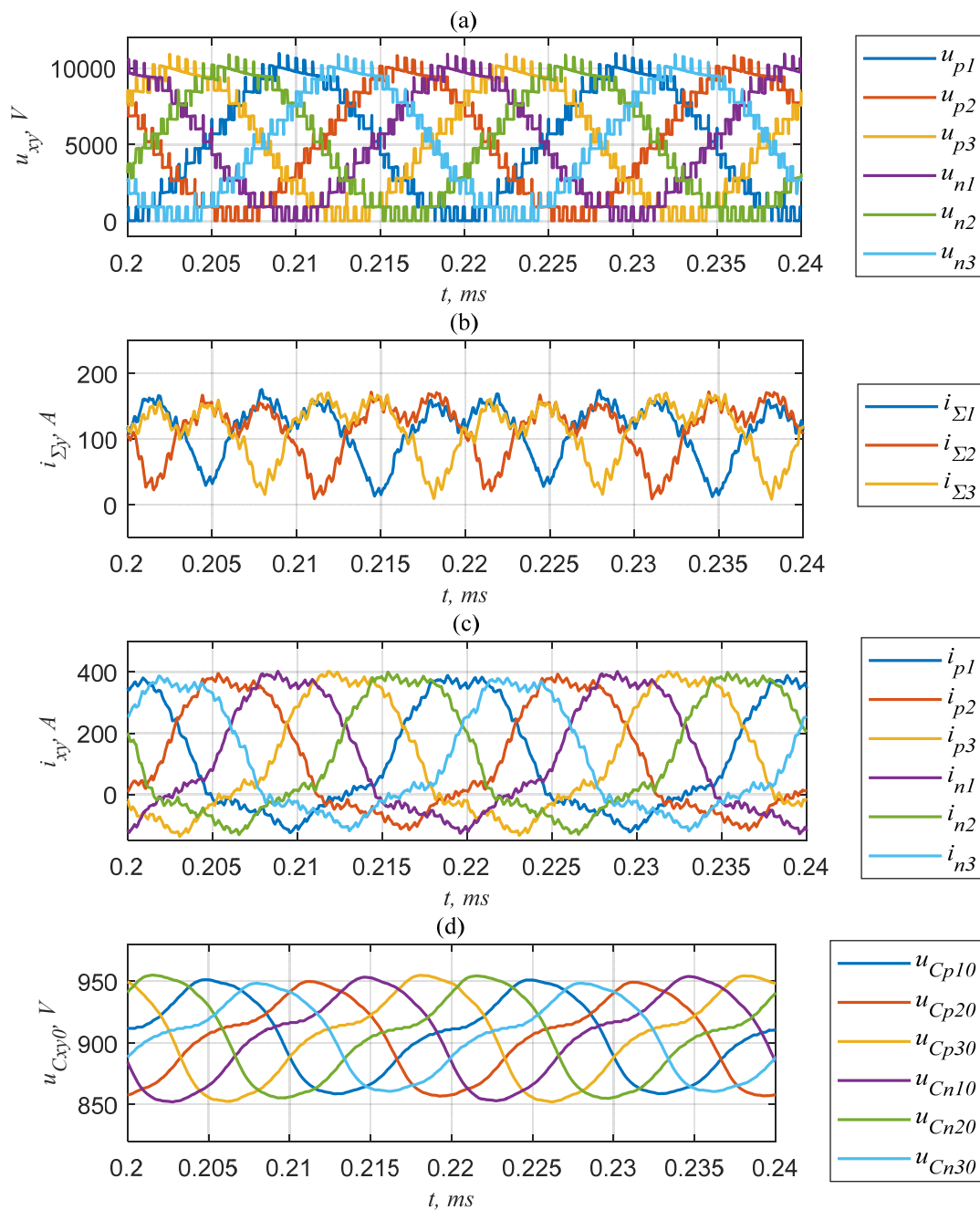


Abb. 76: Stationärer Verlauf der Zweiggrößen des DSCC-2 mit sortierungsbasiertem Modulator im Betriebsmodus 3. Betrieb als Wechselrichter ($\varphi_a = 0$). (a): Zweigspannungen. (b): Sigma-Ströme. (c): Zweigströme. (d): durchschnittliche Zellenkondensatorspannungen.

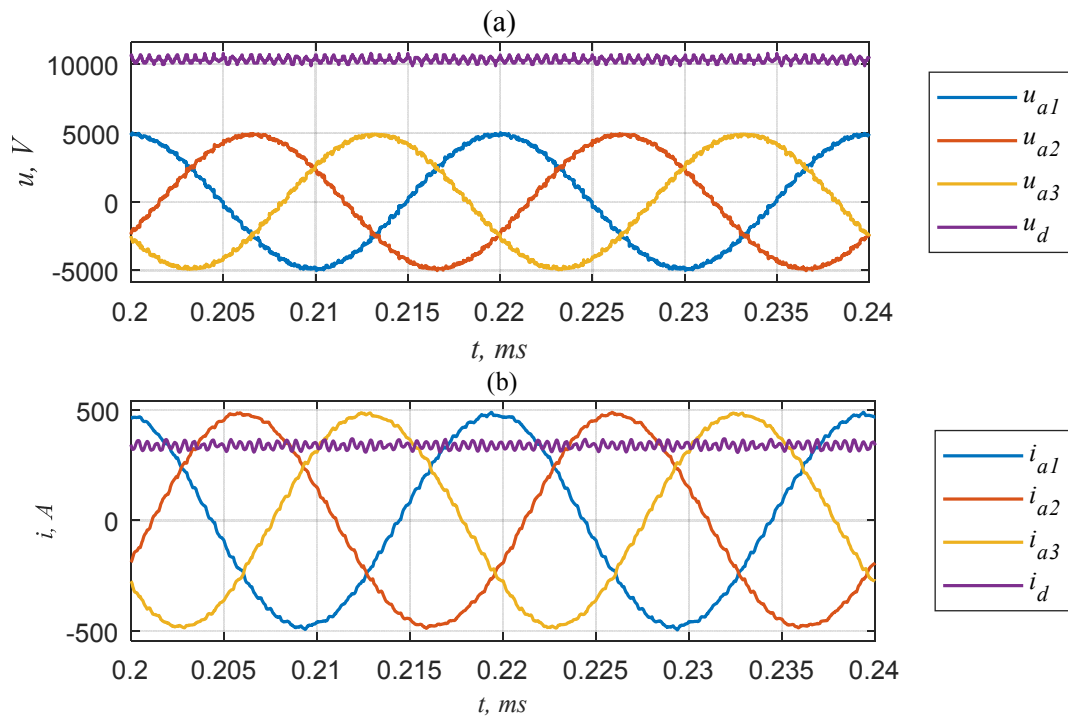


Abb. 77: Klemmenspannungen und –Ströme im Modus 3. Sortierungsbasierte Modulation.

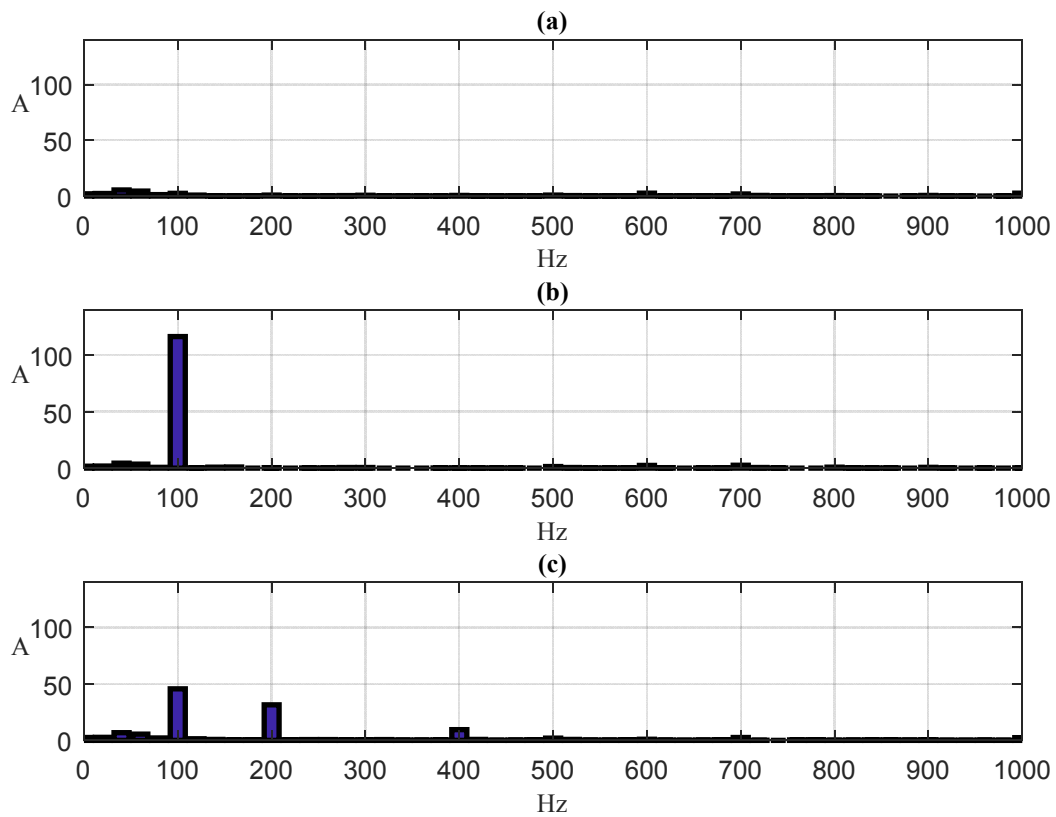


Abb. 78: Frequenzspektren des Kreisstromes in den untersuchten Betriebsmodi. Betrieb als Wechselrichter ($\varphi_a = 0$). (a): Modus 1. (b): Modus 2. (c): Modus 3.

A.10.3. 6 kV-IGBT-DSCC MIT SORTIERUNG, TRÄGERFREQUENZ 1 kHz

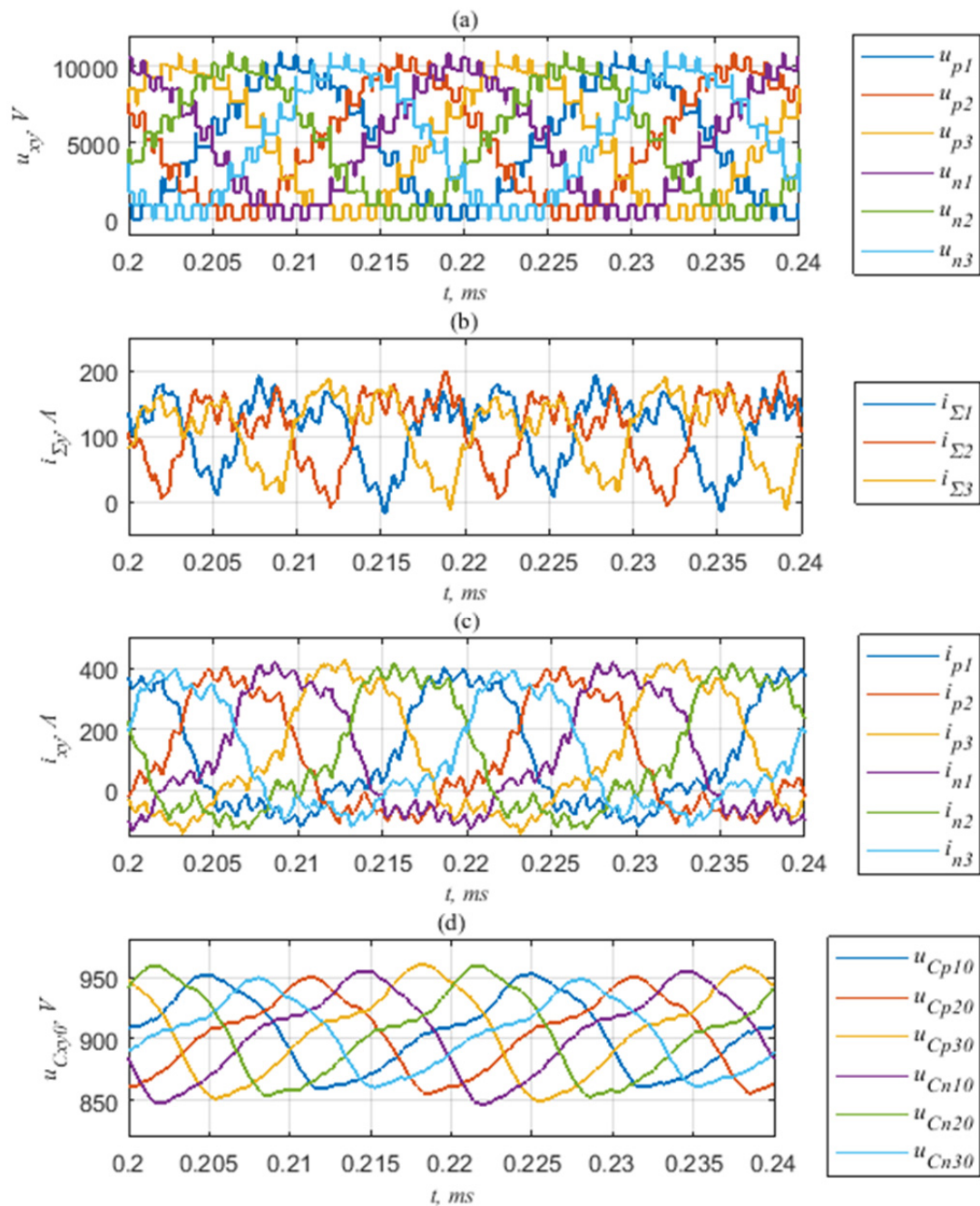


Abb. 79: Stationärer Verlauf der Zweiggrößen des DSCC-2 mit sortierungsbasiertem Modulator im Betriebsmodus 3. Betrieb als Wechselrichter ($\varphi_a = 0$). (a): Zweigspannungen. (b): Sigma-Ströme. (c): Zweigströme. (d): durchschnittliche Zellenkondensatorspannungen.

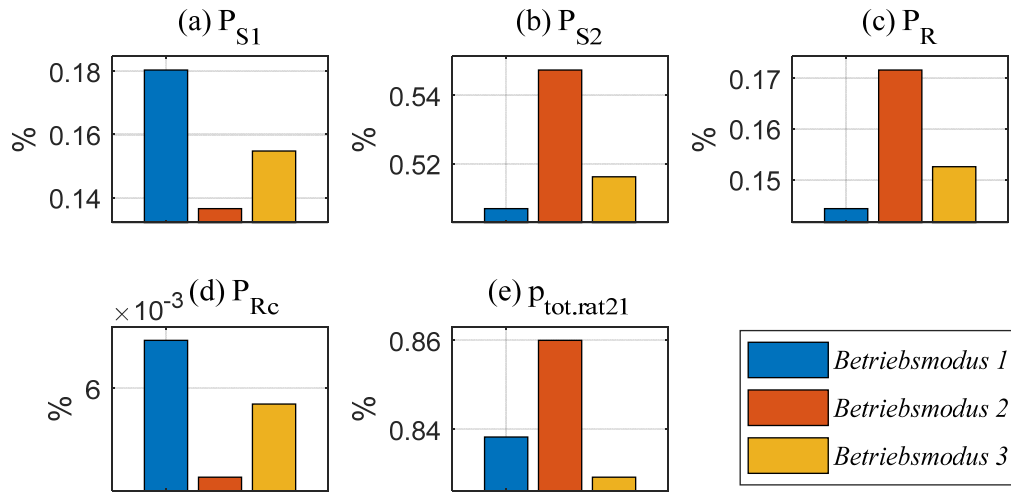


Abb. 80: Verteilung der Verluste zwischen den Bauelementen für die drei Betriebsmodi bei Vollast im Wechselrichtermodus ($\varphi_a = 0$). (a): Schalter S1 (high-side). (b): S2 (low-side). (c): Zweigwiderstand R . (d): Kondensatorwiderstände R_c . (e): Gesamtverluste bei Approximation der Durchlassspannungen nach (3.12).

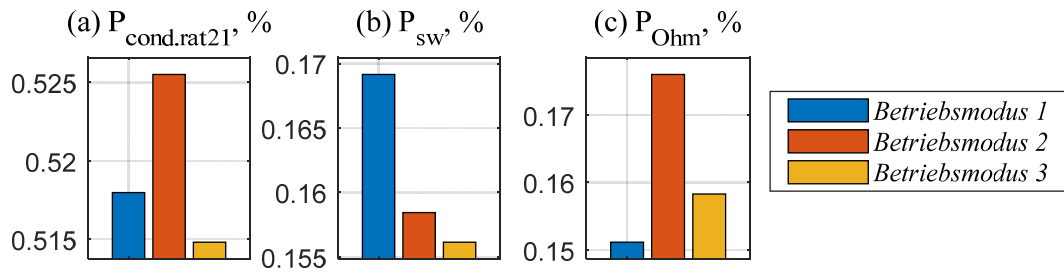


Abb. 81: Verlustkomponenten für die drei Betriebsmodi bei Vollast im Wechselrichtermodus ($\varphi_a = 0$). (a): Durchlassverluste. (b): Schaltverluste. (c): ohmsche Verluste.

A.10.4. 6 kV-MOSFET-DSCC MIT PSPWM

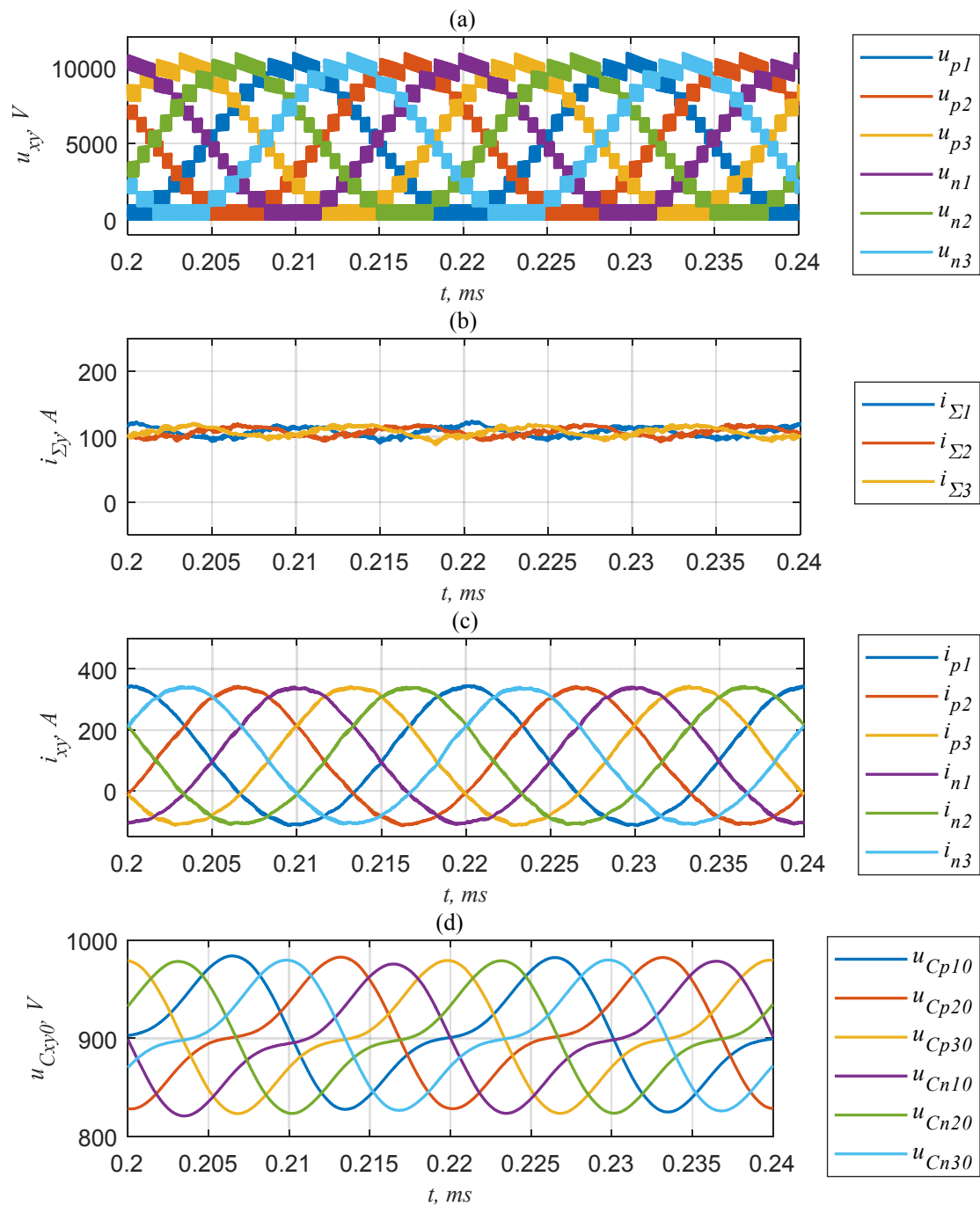


Abb. 82: Stationärer Verlauf der Zweiggrößen des DSCC-3 mit sortierungsbasiertem Modulator im Betriebsmodus 1. Betrieb als Wechselrichter ($\varphi_a = 0$). (a): Zweigspannungen. (b): Sigma-Ströme. (c): Zweigströme. (d): durchschnittliche Zellenkondensatorspannungen.

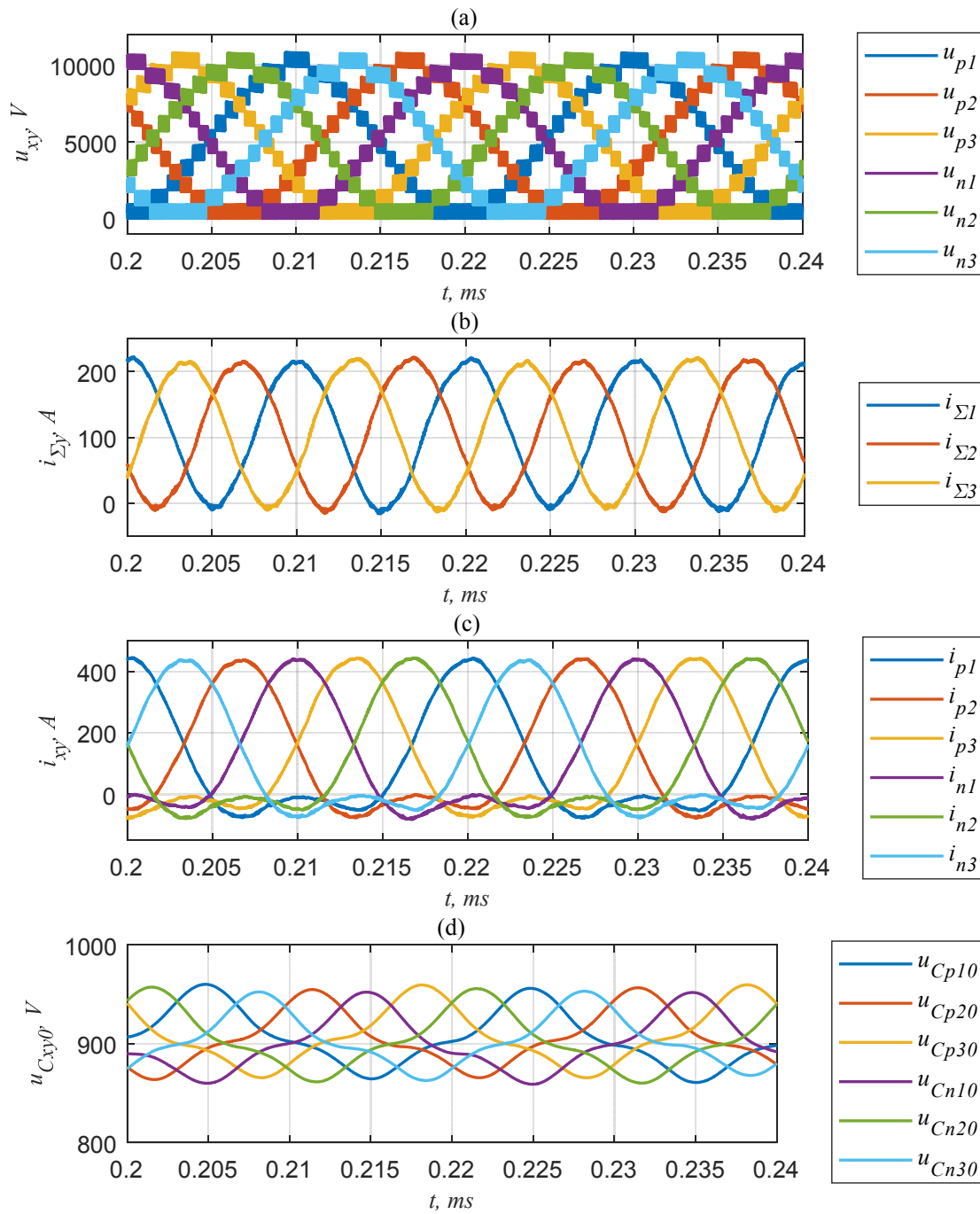


Abb. 83: Stationärer Verlauf der Zweiggrößen des DSCC-3 mit sortierungsbasiertem Modulator im Betriebsmodus 2. Betrieb als Wechselrichter ($\varphi_a = 0$). (a): Zweigspannungen. (b): Sigma-Ströme. (c): Zweigströme. (d): durchschnittliche Zellenkondensatorspannungen.

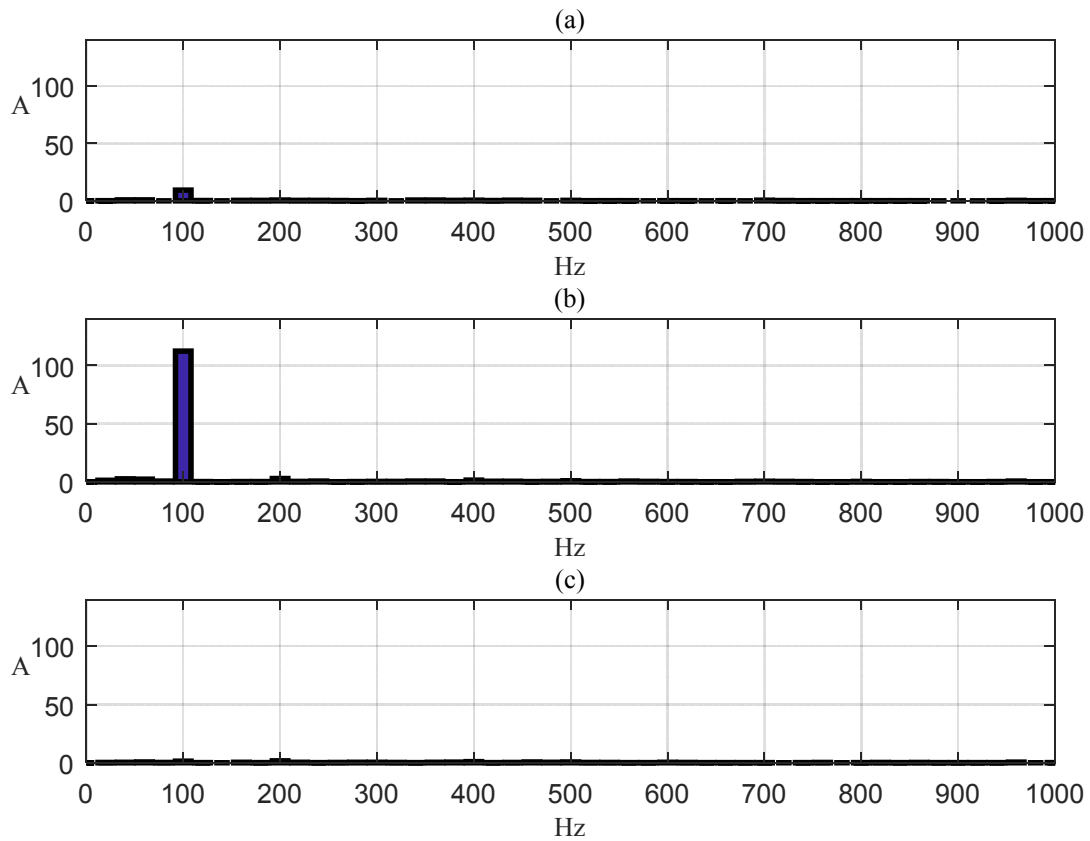


Abb. 84: Frequenzspektren des Kreisstromes in den untersuchten Betriebsmodi.
(a): Modus 1. (b): Modus 2. (c): Modus 3.

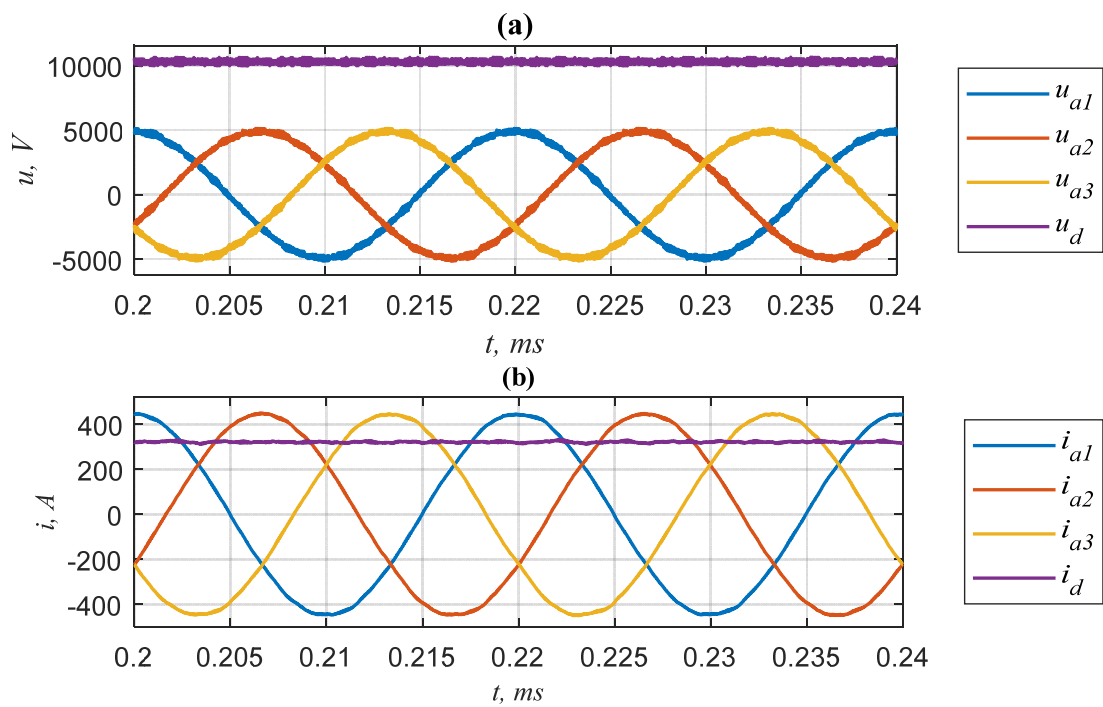


Abb. 85: Klemmenspannungen und –Ströme im Modus 3.

LITERATURVERZEICHNIS

- [1] J. A. Ross and R. J. W. Harter, "High power synthetic waveform generator," US 3100851 A, USA.
- [2] Шрейнер (Shreiner), Р. Т. (R. T.), "Способ бестрансформаторного статического преобразования постоянного тока в переменный (Verfahren zur transformatorlosen statischen Umwandlung eines Gleichstromes in Wechselstrom). Sovietisches Patentdokument 165816. Angemeldet: 01.04.1963.,," Jan 1, 1964.
- [3] W. McMurray, "Fast response stepped-wave switching power converter circuit," US 3581212 A.
- [4] V. S. Moin and I. A. Boytovich, "Транзисторный инвертер (Transistorinverter). Patentschrift Nr. 575751, Soviet Union," Oct 5, 1977.
- [5] J. Holtz, "Selbstgeführte Wechselrichter mit treppenförmiger Ausgangsspannung für große Leistung und hohe Frequenz," *Siemens Forschungs- und Entwicklungsberichte*, Bd. 6 (1977) Nr. 3, 1977.
- [6] A. Alesina and M. Venturini, "Solid-state power conversion: A Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 28, no. 4, pp. 319–330, 1981.
- [7] T. A. Meynard and H. Foch, "Dispositif electronique de conversion d'energie electrique," Europäisches Patentdokument 0555432, Oct 11, 1995 (eingereicht am Jul 8, 1992).
- [8] X. Yuan, "A new four-level π -type converter with neutral point voltage balancing capability," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh, PA, USA, 2014, pp. 5037–5043.
- [9] S. Kouro, J. Rodriguez, B. Wu, S. Bernet, and M. Perez, "Powering the Future of Industry: High-Power Adjustable Speed Drive Topologies," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 18, no. 4, pp. 26–39, 2012.
- [10] H. Akagi, "Classification, Terminology, and Application of the Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC)," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3119–3130, 2011.
- [11] M. A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, and R. Lizana, "Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 4–17, 2015.
- [12] A. Nami, J. Liang, F. Dijkhuizen, and P. Lundberg, "Analysis of modular multilevel converters with DC short circuit fault blocking capability in bipolar HVDC transmission systems," in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '15 ECCE Europe)*, Geneva, Switzerland, 2015, pp. 1–10.
- [13] A. Nami, J. Liang, F. Dijkhuizen, and G. D. Demetriades, "Modular Multilevel Converters for HVDC Applications: Review on Converter Cells and Functionalities," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 18–36, 2015.
- [14] S. Sau and B. G. Fernandes, "Cascaded U-Cell multilevel converter for STATCOM applications," in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '15 ECCE Europe)*, Geneva, Switzerland, 2015, pp. 1–9.

- [15] M. Uno and K. Tanaka, "Influence of High-Frequency Charge–Discharge Cycling Induced by Cell Voltage Equalizers on the Life Performance of Lithium-Ion Cells," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 4, pp. 1505–1515, 2011.
- [16] E. Prada, D. Di Domenico, Y. Creff, J. Bernard, and V. Sauvant-Moynot, "A coupled OD electrochemical ageing & electro-thermal Li-ion modeling approach for HEV/PHEV," in *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Chicago, IL, USA, 2011, pp. 1–8.
- [17] J.-S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel converters-a new breed of power converters," in *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, Orlando, FL, USA, 1995, pp. 2348–2356.
- [18] P. W. Hammond, "A new approach to enhance power quality for medium voltage drives," in *Industry Applications Society 42nd Annual Petroleum and Chemical Industry Conference*, Denver, CO, USA, 1995, pp. 231–235.
- [19] Rainer Marquardt, "Stromrichterschaltung mit verteilten Energiespeichern und Verfahren zur Steuerung einer derartigen Stromrichterschaltung," Deutsches Patent DE 101 03 031 B4, Jul 25, 2002 (eingereicht am Jan 24, 2001).
- [20] R. W. Erickson and O. A. Al-Naseem, "A new family of matrix converters," in *IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Denver, CO, USA, 2001, pp. 1515–1520.
- [21] A. Mertens and L. Baruschka, "Transformatorloser Direktumrichter," Offenlegungsschrift DE 102010013862, Oct 6, 2011 (eingereicht am Apr 1, 2010).
- [22] Rainer Marquardt, "Stromversorgung mit einem Direktumrichter," Europäische Patentschrift EP1 497 911 B1, Nov 13, 2003 (eingereicht am Apr 22, 2002).
- [23] Epcos, *Power Quality Solutions. PQSine Series of Active Harmonic Filters and Power Optimizers: EPCOS Product Brief 2015*.
- [24] ABB, *Power Quality Filters PQFI - PQFM - PQFS*. Brochure.
- [25] Comsys, *ADF Power Tuning*. Brochure.
- [26] H. Kleinknecht GmbH & Co. KG, *HKOMPact. Das intelligente Kompensatorsystem*. Brochure.
- [27] Maschinenfabrik Reinhausen, *GRIDCON ACF ESS. Starke Kombination - Aktivfilter und Energiespeicher*. Brochure.
- [28] ABB, *PCS100 STATCOM. Dynamic Reactive Power Compensation*. Technical Catalogue.
- [29] Maschinenfabrik Reinhausen, *GRIDCON ACF. Aktivfilter für saubere Netze für jede Umgebung*. Brochure.
- [30] ABB, *SVC Light for electrical transmission grids*. Brochure.
- [31] ABB, *VArPro STATCOM. Dynamic reactive power compensation: Renewable energy integration solutions*. Brochure.
- [32] General Electric, *SVC MaxSine. A STATCOM solution*. Brochure.
- [33] E. Spahic, C. P. Susai Sakkanna Reddy, M. Pieschel, and R. Alvarez, "Multilevel STATCOM with power intensive energy storage for dynamic grid stability - frequency and voltage support," in *2015 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, London, ON, Canada, 2015, pp. 73–80.

-
- [34] ABB, *Case study – DynaPeaQ® energy storage in Norfolk, England*. [Online] Available: <http://www.abb.com/industries/ap/db0003db004333/8c1f3603e2c36bebc1257892003252aa.aspx>. Accessed on: Aug. 08 2016.
- [35] Siemens, *The Efficient Way. SVC PLUS - Innovation meets experience*. Brochure.
- [36] Comsys, *ADF P700 STATCOM*. [Online] Available: <http://adfpowertuning.com/products/adf-p700-statcom.html#overview>. Accessed on: Aug. 08 2016.
- [37] ABB, *DynaPeaQ Energy Storage System - A UK first*. Application Note A02-0224 E, 2011-10.
- [38] S. Sinsel, I. Ramsay, W. Horger, A. Janke, and M. A. Alegria, “Multilevel STATCOMs — A new converter topology that opens up the market,” in *2014 IEEE/PES Transmission & Distribution Conference & Exposition (T&D)*, Chicago, IL, USA, pp. 1–5.
- [39] O. Apeldoorn, B. Odegard, P. Steimer, and S. Bernet, “A 16 MVA ANPC-PEBB with 6 kA IGCTs: ANPC-PEBB Technology, 6 kA GCT, High Power Gate Unit,” in *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005*, Hong Kong, China, 2005, pp. 818–824.
- [40] R. Grunbaum, “SVC light: a powerful means for dynamic voltage and power quality control in industry and distribution,” in *8th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, London, UK, 2000, pp. 404–409.
- [41] J. Rodriguez *et al.*, “Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications,” *Proc. IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1786–1817, 2009.
- [42] S. Kouro, J. Rodriguez, B. Wu, S. Bernet, and M. Perez, “Powering the Future of Industry: High-Power Adjustable Speed Drive Topologies,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 18, no. 4, pp. 26–39, 2012.
- [43] Y. Okazaki *et al.*, “Which is more suitable for MMCC-based medium-voltage motor drives, a DSCC inverter or a TSBC converter?,” in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2015-ECCE Asia)*, Seoul, South Korea, 2015, pp. 1053–1060.
- [44] K. Thantirige *et al.*, “Medium voltage multilevel converters for ship electric propulsion drives,” in *2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, Aachen, Germany, 2015, pp. 1–7.
- [45] S. Kouro *et al.*, “Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, 2010.
- [46] K. Ma, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “Comparison of multi-MW converters considering the determining factors in wind power application,” in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Denver, CO, USA, 2013, pp. 4754–4761.
- [47] K. Ma and F. Blaabjerg, “Multilevel converters for 10 MW Wind Turbines,” in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), proceedings of the 2011-14th European Conference on: Aug. 30 2011-Sept. 1 2011*, 2011.
- [48] X. Hu and Z. Lin, “Application of PCS6000 in full-power wind turbines,” in *2012 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2012)*, Harbin, China, pp. 790–795.
-

- [49] B. Andresen and J. Birk, "A high power density converter system for the Gamesa G10x 4,5 MW wind turbine," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Aalborg, Denmark, 2007, pp. 1–8.
- [50] J. Li, A. Q. Huang, S. Bhattacharya, and W. Jing, "Application of active NPC converter on generator side for MW direct-driven wind turbine," in *2010 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2010*, Palm Springs, CA, USA, 2010, pp. 1010–1017.
- [51] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas, and J. Rodriguez, "Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1081–1095, 2011.
- [52] ABB, *PCS 6000 for large wind turbines. Medium voltage, full power converters up to 9 MVA*. Brochure.
- [53] S. Cole and R. Belmans, "Transmission of bulk power," *EEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 3, no. 3, pp. 19–24, 2009.
- [54] M. Haeusler, "Equipment Design for the Yunnan-Guangdong UHVDC Project," in *Second International Symposium on Standards for Ultra High Voltage Transmission*, New Delhi, India, 2009.
- [55] c-epri, *A5000 UHVDC Converter Valve*. [Online] Available: http://www.cepri.com.cn/products/details_81_399.html. Accessed on: Sep. 13 2016.
- [56] Transnet BW, *Ultraset*. [Online] Available: <https://www.transnetbw.de/de/ultraset/>. Accessed on: Jul. 29 2016.
- [57] c-epri, *M2000 HVDC Flexible converter valve*. [Online] Available: http://www.cepri.com.cn/products/details_38_131.html. Accessed on: Sep. 13 2016.
- [58] Siemens, *The Smart Way. HVDC PLUS - One Step Ahead*. Brochure.
- [59] Siemens, *HVDC - High Voltage Direct Current Transmission*. Siemens references brochure.
- [60] C. Oates, K. Dyke, and D. Trainer, "The augmented modular multilevel converter," in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*, Lappeenranta, Finland, 2014, pp. 1–10.
- [61] C. Oates and K. Dyke, "The controlled transition bridge," in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Geneva, 2015, pp. 1–10.
- [62] Y. Wang and R. Marquardt, "Performance of a new fast switching DC-Breaker for meshed HVDC-Grids," in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '15 ECCE Europe)*, Geneva, Switzerland, 2015, pp. 1–9.
- [63] D. Strickland and X. Bai, "Sizing Energy Storage on the 11kV Distribution Network," in *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, Manchester, UK, p. 5.4.03.
- [64] Tjark Thien, Hendrik Axelsen, Michael Merten, Sebastian Zurbühlen, Jeanette Munderlein, Matthias Leuthold, Dirk Uwe Sauer, "Planning of Grid-Scale Battery Energy Storage Systems: Lessons Learned from a 5 MWhybrid Battery Storage Project in Germany," in *2015 Battcon Conference*.
- [65] M. Bragard, N. Soltau, S. Thomas, and R. W. de Doncker, "The Balance of Renewable Sources and User Demands in Grids: Power Electronics for Modular Battery Energy Storage Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 12, pp. 3049–3056, 2010.

-
- [66] A. Hillers, M. Stojadinovic, and J. Biela, "Systematic comparison of modular multilevel converter topologies for battery energy storage systems based on split batteries," in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '15 ECCE Europe)*, Geneva, Switzerland, pp. 1–9.
 - [67] L. Maharjan, S. Inoue, H. Akagi, and J. Asakura, "State-of-Charge (SOC)-Balancing Control of a Battery Energy Storage System Based on a Cascade PWM Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1628–1636, 2009.
 - [68] N. Mukherjee and P. Tricoli, "A state-of-charge equalisation technique of super-capacitor energy storage systems using sub-module dc-dc converter control within modular multilevel converter (MMC) for high speed traction drive applications," in *2015 50th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, Stoke On Trent, United Kingdom, 2015, pp. 1–6.
 - [69] M. Vasiladiotis and A. Rufer, "Analysis and Control of Modular Multilevel Converters With Integrated Battery Energy Storage," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 163–175, 2015.
 - [70] A. Dudin, T. Ellinger, J. Petzoldt, and O. V. Nos, "State of charge control of the mixed-type battery energy storage system based on the modular multilevel converter," in *2016 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices proceedings: Erlagol, Altai, 30 June-4 July, 2016*, Erlagol, Altai Republic, Russia, 2016, pp. 395–400.
 - [71] A. Dudin, M. Suberski, A. Fischer, and J. Petzoldt, "Control of the modular multilevel converter motor drive with integrated energy storage system," in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe): 5-9 Sept. 2016*, Karlsruhe, 2016, pp. 1–10.
 - [72] L. Baruschka and A. Mertens, "Comparison of Cascaded H-Bridge and Modular Multilevel Converters for BESS application," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011: 17 - 22 Sept. 2011, Hyatt Regency Phoenix & Phoenix Convention Center, Phoenix, Arizona, Phoenix, AZ, USA, 2011*, pp. 909–916.
 - [73] N. Mukherjee, D. Strickland, A. Cross, and W. Hung, "Reliability estimation of second life battery system power electronic topologies for grid frequency response applications," in *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), 6th IET International Conference on*, Bristol, UK, 2012, pp. E33-E33.
 - [74] C. Koch-Ciobotaru *et al.*, "Second life battery energy storage system for enhancing renewable energy grid integration," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE): 20 - 24 Sept. 2015, Montreal, Quebec, Canada, Montreal, QC, Canada, 2015*, pp. 78–84.
 - [75] N. Mukherjee and D. Strickland, "Analysis and Comparative Study of Different Converter Modes in Modular Second-Life Hybrid Battery Energy Storage Systems," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 4, no. 2, pp. 547–563, 2016.
 - [76] A. J. Korn, M. Winkelkemper, and P. Steimer, "Low output frequency operation of the Modular Multi-Level Converter," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Atlanta, GA, USA, 2010, pp. 3993–3997.
 - [77] S. Engel and R. W. de Doncker, "Control of the Modular Multi-Level Converter for minimized cell capacitance," in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, 2011.
-

-
- [78] R. Picas, J. Pou, S. Ceballos, V. G. Agelidis, and M. Saeedifard, "Minimization of the capacitor voltage fluctuations of a modular multilevel converter by circulating current control," in *IECON 2012: 38th annual conference on IEEE Industrial Electronics Society ; Montreal, Quebec, Canada, 25 - 28 October 2012 ; [proceedings]*, Montreal, QC, Canada, 2012, pp. 4985–4991.
- [79] M. Hagiwara, I. Hasegawa, and H. Akagi, "Startup and low-speed operation of an adjustable-speed motor driven by a modular multilevel cascade inverter (MMCI)," in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Raleigh, NC, USA, pp. 718–725.
- [80] J. Kolb, F. Kammerer, M. Gommeringer, and M. Braun, "Cascaded Control System of the Modular Multilevel Converter for Feeding Variable-Speed Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 349–357, 2015.
- [81] L. Baruschka, D. Karwatzki, M. von Hofen, and A. Mertens, "Low-speed drive operation of the modular multilevel converter Hexverter down to zero frequency," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) 2014: 14 - 18 Sept. 2014, Pittsburgh, PA, USA*, Pittsburgh, PA, USA, 2014, pp. 5407–5414.
- [82] A. L. Batschauer, S. A. Mussa, and M. L. Heldwein, "Comparison between a hybrid multilevel converter employing half-bridge modules and a hybrid multilevel converter employing H-Bridge modules," in *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2011: 11 - 15 Sept. 2011, Natal, Brazil ; anais*, Natal, Brazil, 2011, pp. 768–775.
- [83] J. Kolb, *Optimale Betriebsführung des Modularen Multilevel-Umrichters als Antriebsumrichter für Drehstrommaschinen. Dissertation*. Karlsruhe: KIT Scientific Publishing, 2013.
- [84] M. Marchesoni and L. Vaccaro, "Study of the MMC circulating current for optimal operation mode in HVDC applications," in *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '15 ECCE Europe)*, Geneva, Switzerland, 2015, pp. 1–10.
- [85] A. Dudin, U. Radel, and J. Petzoldt, "Increasing the efficiency of the Modular Multilevel Converter with MOSFET switches using Lagrange multipliers," in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '15 ECCE Europe)*, Geneva, Switzerland, 2015, pp. 1–8.
- [86] A. Dudin, A. Fidelak, and J. Petzoldt, "Effect of the loss-minimizing circulating current on the Modular Multilevel Converter with IGBT switches," in *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE)*, Karlsruhe, Deutschland, 2016.
- [87] M. Marchesoni and L. Vaccaro, "Study of the MMC circulating current for optimal operation mode in HVDC applications," in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '15 ECCE Europe)*, Geneva, Switzerland, 2015, pp. 1–10.
- [88] P. Münch, *Konzeption und Entwurf integrierter Regelungen für modulare Multilevel-Umrichter*. Techn. Univ., Diss.--Kaiserslautern, 2011. Berlin: Logos-Verl., 2011.
- [89] G. Bergna *et al.*, "A Generalized Power Control Approach in ABC Frame for Modular Multilevel Converter HVDC Links Based on Mathematical Optimization," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 29, no. 1, pp. 386–394, 2014.
- [90] M. Hagiwara and H. Akagi, "PWM control and experiment of modular multilevel converters," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC 2008*, Rhodes, Greece, 2008, pp. 154–161.
- [91] D. Graovac and M. Pürschel, "MOSFET Power Losses Calculation Using the Data Sheet Parameters. Infineon Application Note, V 1.1," Jul. 2006.
-

-
- [92] D. Graovac and M. Pürschel, “IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters. Infineon Application Note, V 1.1.,” Jan. 2009.
- [93] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, and T. Reimann, *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*, 1st ed. [s.l.]: ISLE Steuerungstechnik und Leistungselektronik, 2015.
- [94] Mitsubishi, “CM1200HC-90R 4th Version HV-IGBT (High Voltage Insulated Gate Bipolar Transistor) Modules Datasheet,” 2012.
- [95] Rohm Semiconductor, “SiC Power Module BSM300D12PE001 Data Sheet,” 2015.
- [96] D. G. Luenberger and Y. Ye, *Linear and Nonlinear Programming*. New York, NY, Berlin, Heidelberg: Springer, 2008.
- [97] J. C. Lagarias, J. A. Reeds, M. H. Wright, and P. E. Wright, “Convergence Properties of the Nelder–Mead Simplex Method in Low Dimensions,” *SIAM J. Optim.*, vol. 9, no. 1, pp. 112–147, 1998.
- [98] A. Dudin, A. Fischer, T. Ellinger, and J. Petzoldt, “Cell voltage balancing controller for the modular multilevel converter arm using symmetrical transformation,” in *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*.
- [99] M. Rejas *et al.*, “Performance comparison of phase shifted PWM and sorting method for modular multilevel converters,” in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '15 ECCE Europe)*, Geneva, Switzerland, 2015, pp. 1–10.
- [100] A. Schön, *Gleichspannungswandler für die Hochspannungsgleichstromübertragung*. München: Verlag Dr. Hut, 2015.
- [101] E. Clarke, *Circuit analysis of A-C power systems. Volume I: Symmetrical and related components*. Sixth Printing. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1958.
- [102] R. Süße, J. Petzoldt, and T. Ellinger, *Elektrische Netzwerke - Leistungselektronik, Systembeschreibung, Berechnung und Synthese*. Langewiesen: Wiss.-Verl. Thüringen, 2011.
- [103] A. Lesnicar, *Neuartiger, modularer Mehrpunktumrichter M2C für Netzkupplungsanwendungen*. Aachen: Shaker, 2008.
- [104] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller, and R. Sommer, “Modulation, Losses, and Semiconductor Requirements of Modular Multilevel Converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2633–2642, 2010.
- [105] A. Hassanpoor, L. Angquist, S. Norrga, K. Ilves, and H.-P. Nee, “Tolerance Band Modulation Methods for Modular Multilevel Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 311–326, 2015.
- [106] Infineon, “FF650R17IE4D_B2 Technische Information,” Nov. 2013.
- [107] O. Föllinger, U. Konigorski, B. Lohmann, G. Roppenecker, and A. Trächtler, *Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*, 12th ed. Berlin, Offenbach: VDE Verlag GmbH, 2016.
-